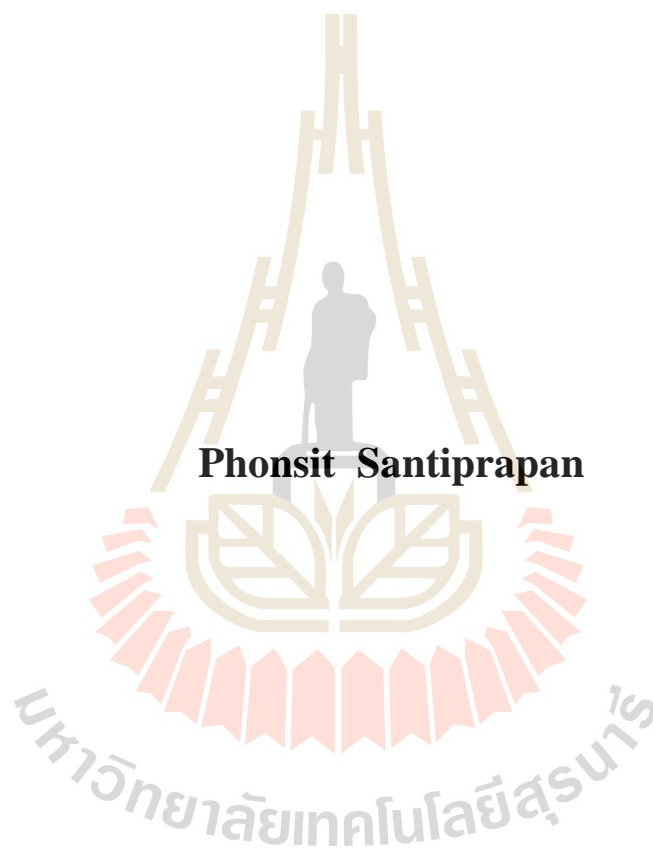


การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว  
สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2559

**ADAPTIVE PROPORTIONAL PLUS RESONANT  
CONTROL FOR ACTIVE POWER FILTER  
IN THREE-PHASE FOUR-WIRE SYSTEM**



**Phonsit Santiprapan**

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the  
Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering  
Suranaree University of Technology  
Academic Year 2016**

การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ  
ในระบบสามเฟสสี่สาย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปริญญาตรี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



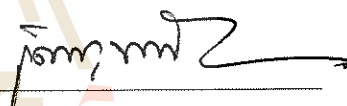
(รศ. ดร.กิตติ อรรถกิจมงคล)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร.เดชา พวงดาวเรือง)

กรรมการ



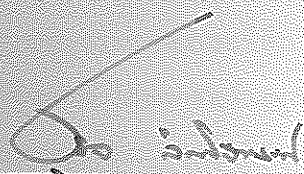
(ผศ. ดร.ศักดิ์ระวี ระวีกุล)

กรรมการ



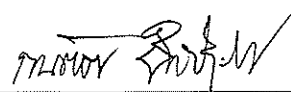
(อ. ดร.วิโรจน์ แสงทอง)

กรรมการ



(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปิงานงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรมการ



(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์



พลสิทธิ์ สานติประพันธ์ : การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวสำหรับ  
วงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย (ADAPTIVE PROPORTIONAL PLUS  
RESONANT CONTROL FOR ACTIVE POWER FILTER IN THREE-PHASE FOUR-  
WIRE SYSTEM) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์, 348 หน้า

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับ  
เรโซแนนซ์เชิงปรับตัวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย การระบุเอกลักษณ์  
ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมได้รับการพัฒนาเพื่อปรับปรุงสมรรถนะการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง  
โดยการประยุกต์ใช้งานร่วมกับการวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อนและตัวตรวจจับแรงดันต่ำดับ  
เฟสบวกมูลฐาน การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีคิวเอฟแบบคงทนถูกพิจารณาใช้ในงานวิจัย  
วิทยานิพนธ์นี้ เพื่อคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์ให้กับระบบควบคุมวงจรกรองกำลัง  
แอกทีฟ ระบบควบคุมกระแสชดเชยและแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟได้รับการ  
ออกแบบโดยพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีคิวศูนย์ ระบบควบคุมดังกล่าวทำงาน  
ร่วมกับเทคนิคการสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม เพื่อควบคุมการฉีดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลัง  
แอกทีฟ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการพัฒนาสมรรถนะระบบควบคุมกระแสชดเชย ตัวควบคุม  
สัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์สามารถให้สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดี โดยเฉพาะอย่างยิ่ง  
กับความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบ การออกแบบตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์  
พิจารณาในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องด้วยเทคนิคทางเดินรากบนระนาบซีส พหุคูณการปรับเปลี่ยน  
โพลส่งผลกระทบท่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยเหตุนี้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอ  
ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับ  
เรโซแนนซ์ที่เหมาะสมสามารถให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ดังนั้น ตัวควบคุมพีชชีลอจิก  
จึงถูกนำมาใช้เป็นกลไกการปรับค่าอัตราขยาย นอกจากนี้ การปรับค่าอัตราขยายดังกล่าวได้รับการ  
ยืนยันด้วยเกณฑ์ความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชย การเปรียบเทียบสมรรถนะการ  
กำจัดฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ และตัวควบคุม  
สัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวถูกจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป ผลการ  
ทดสอบด้วยเทคนิคดังกล่าว พบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวให้สมรรถนะ  
การควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่าตัวควบคุมดั้งเดิมในทุกสภาวะโพลที่ทำการทดสอบ งานวิจัย  
วิทยานิพนธ์นี้ได้มีการสร้างชุดทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใน  
ระบบสามเฟสสี่สาย ชุดฮาร์ดแวร์ดังกล่าวได้รับการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูลและ  
ไม่สมมูล ผลการทดสอบในห้องปฏิบัติการ พบว่า ระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้



สมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกที่ดีกว่าก่อนการชดเชย โดยพิจารณาจากดัชนีชี้วัดสมรรถนะค่า  $\%THD_{av}$  ค่า  $\%CUF$  และค่า  $PF$  อีกทั้งระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว ยังสามารถให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกที่ดีกว่าตัวควบคุมดั้งเดิม ถึงแม้ว่าโหลดของระบบทดสอบจะมีการเปลี่ยนแปลงขนาดกระแสแบบทันทีทันใด



สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2559

ลายมือชื่อนักศึกษา พลสิทธิ์ อภิสิทธิ์  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา 12 ๕

PHONSIT SANTIPRAPAN : ADAPTIVE PROPORTIONAL PLUS  
RESONANT CONTROL FOR ACTIVE POWER FILTER IN THREE-PHASE  
FOUR-WIRE SYSTEM. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. KONGPOL  
AREERAK, Ph.D., 348 PP.

HARMONIC ELIMINATION/ACTIVE POWER FILTER/HARMONIC  
IDENTIFICATION/PROPORTIONAL PLUS RESONANT CONTROL/ FUZZY  
LOGIC CONTROL/THREE-PHASE FOUR-WIRE SYSTEM/

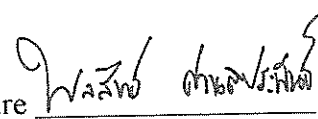
This thesis presents adaptive proportional plus resonant control for active power filter (APF) in three-phase four-wire system. The conventional harmonic identifications have been developed to improve the performance of reference current calculation. The sliding window Fourier analysis (SWFA) and the positive sequence voltage detector (PSVD) are applied to operate with the harmonic identifications. In this thesis, the robusted DQ axis with Fourier (RDQF) harmonic identification is used to calculate the reference current on  $dq0$ -axis for the control strategy. The mathematical model on  $dq0$ -axis is referred to design the compensating current control and DC bus voltage control for APF. The control strategy with PWM technique is applied to control the compensating current of APF. The main objective of this thesis is the performance improvement of the compensating current control. The P+RES controller can provide the good performance to control the compensating currents injection, especially for significant harmonic frequencies. The discrete approach using the root-locus technique in z-plane is used to design the parameters of

P+RES controller. The behavior of load changing has an effect on the performance of harmonic mitigation. For this reason, this thesis proposes the adaptive P+RES controller. The appropriate gain of P+RES controller provides the good performance for harmonic mitigation. Therefore, the fuzzy logic controller is used to adjust the gain of P+RES controller. Moreover, the criterion for adapting the gain of P+RES controller follows the stability analysis of the compensating current control. The performance comparison using the PI, P+RES and adaptive P+RES controllers for harmonic mitigation is simulated by using hardware in the loop (HIL) technique. The simulation results from this technique show that the compensating current control with adaptive P+RES controller can provide better results compared with the conventional controllers for testing at any load conditions. Finally, the hardware implementation of the harmonic mitigation for APF in three-phase four-wire system is also presented in the thesis. The balanced and unbalanced nonlinear loads are considered for testing in laboratory. From experimental results, the proposed control strategy can provide better performance to mitigate harmonics compared with before compensation. The  $\%THD_{av}$ ,  $\%CUF$  and  $PF$  are used as the performance indices for the harmonic mitigation. For the comparison study, the compensating current control with adaptive P+RES controller can still provide better harmonic mitigation performance compared with the conventional controllers even though the amplitude of load currents is changed suddenly.


School of Electrical Engineering

Academic Year 2016

Student's Signature



Advisor's Signature





## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ดังนี้

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ถ่ายทอดความรู้ ประสบการณ์ และคำแนะนำต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์ยิ่งต่อการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งได้ให้โอกาสทางการศึกษา กำลังใจ และเป็นแบบอย่างในการดำเนินชีวิตที่ดีแก่ผู้วิจัยเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพัน อารีรักษ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และช่วยตรวจทาน แก้ไขบทความวิจัย ให้แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

อาจารย์ ดร.ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อาจารย์ สราวุธ จันทร์พวง อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยรังสิต และบัณฑิตศึกษาในกลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม ทุกท่าน ที่กรุณาให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

วิศวกรและเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านอุปกรณ์ และสถานที่สำหรับการปฏิบัติงาน รวมถึงเลขานุการประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และเจ้าหน้าที่ประจำสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ ทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเอกสาร

คุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้ นายอรุณ สานติประพันธ์ และนางประทุม สานติประพันธ์ บิดาและมารดาของผู้วิจัย รวมถึงครอบครัวของผู้วิจัย ที่ได้ให้การอบรมเลี้ยงดู ให้กำลังใจ และส่งเสริมด้านการศึกษามาอย่างดีมาโดยตลอด ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ให้แก่ผู้วิจัยตลอดมา จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิต

พลสิทธิ์ สานติประพันธ์

## สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ค
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง .....	๓
สารบัญรูป .....	ด
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตของการวิจัย .....	5
1.5 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัย.....	5
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	8
1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์ .....	8
2 ทัศนวิสัยการดำเนินงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	11
2.1 บทนำ.....	11
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบ วงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	11
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก .....	14
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสชดเชย สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	17
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	20

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.6	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุม สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ.....	22
2.7	สรุป .....	25
3	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย .....	27
3.1	บทนำ.....	27
3.2	ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้องกับค่ากำลังไฟฟ้า.....	27
3.3	ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้องกับค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนคิกวนซ์ .....	33
3.4	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม .....	36
3.4.1	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการรอบอ้างอิงซิงโครนัส .....	36
3.4.2	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง .....	37
3.4.3	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีซิงโครนัส และวิธีการรอบอ้างอิงสามเฟส .....	39
3.4.4	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตัดออกฮาร์มอนิกแบบสมบูรณ์ .....	43
3.5	สรุป .....	47
4	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ในระบบไม่อุดมคติ .....	48
4.1	บทนำ.....	48
4.2	หลักการวิธีฟูรีเยร์ในส่วนของวงจรรอกความถี่ .....	48
4.3	ตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก .....	51
4.4	ระบบที่พิจารณาสำหรับการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก .....	58
4.4.1	ระบบทดสอบที่ 1 .....	59
4.4.2	ระบบทดสอบที่ 2 .....	62
4.4.3	ระบบทดสอบที่ 3 .....	63
4.4.4	ระบบทดสอบที่ 4 .....	64
4.5	การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมร่วมกับวิธีฟูรีเยร์ และตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก .....	64



## สารบัญ (ต่อ)

### หน้า

4.5.1 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์ดแวร์ด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบคงทน .....	65
4.5.2 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์ดแวร์ด้วยวิธีพีคิวเอฟแบบคงทน .....	73
4.5.3 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์ดแวร์ด้วยวิธีเอสดีเอฟแบบคงทน และวิธีอีพีซีเอฟแบบคงทน .....	80
4.5.4 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์ดแวร์ด้วยวิธีพีเอชซีเอฟแบบคงทน .....	82
4.6 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์ดแวร์ด้วยวิธีการดั้งเดิมร่วมกับวิธีฟูรีเยร์ และตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก .....	83
4.6.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์ดแวร์สำหรับระบบทดสอบที่ 1 .....	85
4.6.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์ดแวร์สำหรับระบบทดสอบที่ 2 .....	88
4.6.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์ดแวร์สำหรับระบบทดสอบที่ 3 .....	92
4.6.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์ดแวร์สำหรับระบบทดสอบที่ 4 .....	97
4.7 สรุป .....	101
<b>5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการออกแบบสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ในระบบสามเฟสสี่สาย .....</b>	<b>102</b>
5.1 บทนำ .....	102
5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	102
5.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส .....	103
5.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิวศูนย์ .....	107
5.2.3 การตรวจสอบ และยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ....	116
5.3 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	121
5.4 การออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	125
5.5 สรุป .....	130
<b>6 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....</b>	<b>131</b>
6.1 บทนำ .....	131
6.2 ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ .....	131
6.2.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ .....	132

## สารบัญ (ต่อ)

### หน้า

6.2.2	เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ .....	139
6.3	ระบบควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ .....	143
6.4	การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยตัวควบคุมพีไอ .....	148
6.4.1	การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป และระบบที่พิจารณาทดสอบ .....	148
6.4.2	ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 1 .....	151
6.4.3	ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 2 .....	156
6.4.4	ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 3 .....	161
6.4.5	ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 4 .....	165
6.5	สรุป .....	169
7	ระบบควบคุมกระแสชดเชยแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ .....	170
7.1	บทนำ .....	170
7.2	ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ .....	170
7.2.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ .....	172
7.2.2	เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์ .....	182
7.3	ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ .....	187
7.3.1	ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์กับระบบทดสอบที่ 1 .....	188

## สารบัญ (ต่อ)

### หน้า

7.3.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กับระบบทดสอบที่ 2.....	192
7.3.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กับระบบทดสอบที่ 3.....	197
7.3.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กับระบบทดสอบที่ 4.....	201
7.4 สรุป .....	206
<b>8 ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว .....</b>	<b>207</b>
8.1 บทนำ.....	207
8.2 ฟิชชีลอจิก .....	207
8.2.1 การทำฟิชชี.....	212
8.2.2 กฎของฟิชชี.....	214
8.2.3 การอนุมานฟิชชี.....	214
8.2.4 การทำดีฟิชชี .....	217
8.3 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ที่มีผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก .....	218
8.3.1 การปรับค่าอัตราส่วน $K_{pc}$ กับ $K_r$ ( $K$ factor) .....	218
8.3.2 การปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) .....	220
8.3.3 การปรับค่าความถี่เรโซแนนท์ ( $\omega_r$ ).....	221
8.4 การออกแบบตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว .....	223
8.4.1 การทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต.....	224
8.4.2 การออกแบบค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา .....	227
8.4.3 การออกแบบกฎฟิชชีสำหรับตัวควบคุมฟิชชีลอจิก .....	233
8.4.4 การออกแบบตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกสำหรับตัวควบคุมฟิชชีลอจิก .....	234
8.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแยกที่ฟด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว .....	239



## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

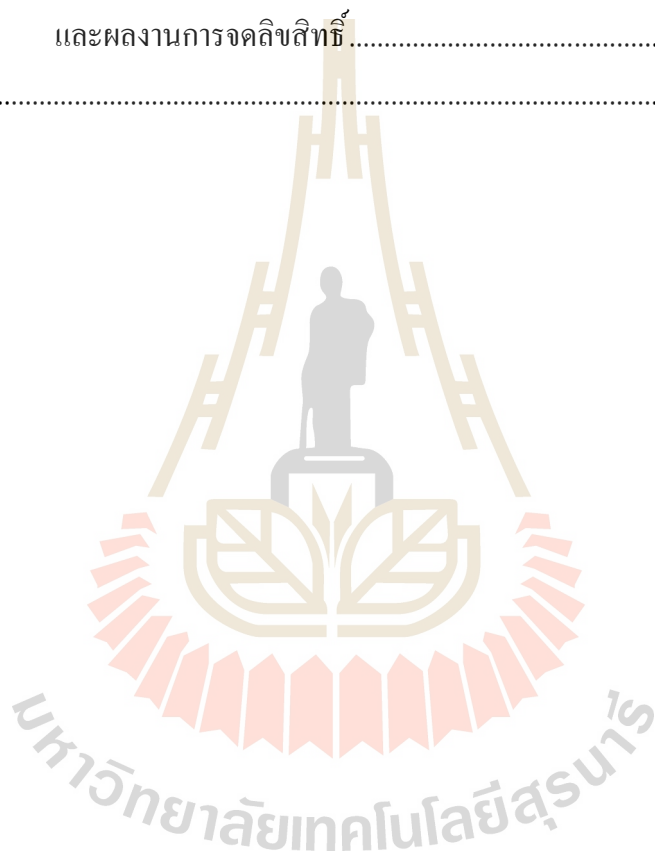
8.5.1 การทดสอบเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิก ที่ใช้ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กับตัวควบคุมดั้งเดิม สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4.....	240
8.5.2 การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวสำหรับโหลดชุดใหม่.....	247
8.6 สรุป.....	251
<b>9 ขูดทดสอบและผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรรอกกำลังแยกที่ฟ</b> <b>ในระบบสามเฟสสี่สาย.....</b>	<b>253</b>
9.1 บทนำ.....	253
9.2 ขูดทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกในระบบสามเฟสสี่สาย .....	253
9.2.1 ระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณา.....	257
9.2.2 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า.....	261
9.2.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะล็อก.....	262
9.2.4 บอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> F28335 และการโปรแกรม .....	263
9.2.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะล็อก.....	269
9.2.6 วงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม .....	272
9.2.7 วงจรขับเกท.....	274
9.2.8 วงจรรอกกำลังแยกที่ฟ .....	275
9.3 ผลการทดสอบ.....	278
9.3.1 ผลการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล .....	279
9.3.2 ผลการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล .....	301
9.4 สรุป.....	327
<b>10 สรุปและข้อเสนอแนะ .....</b>	<b>328</b>
10.1 สรุป.....	328
10.2 ข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	332
รายการอ้างอิง .....	333

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

### ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. การแปลงในโดเมนความถี่สำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ...	340
ภาคผนวก ข. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา และผลงานการจดลิขสิทธิ์ .....	346
ประวัติผู้เขียน .....	349



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ ..... 12
2.2	การเปรียบเทียบโครงสร้างของวงจรรอกำลังแอกทีฟ ..... 13
2.3	ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ..... 14
2.4	ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสชดเชย สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ ..... 17
2.5	ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ ..... 21
2.6	ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุม สำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ ..... 23
3.1	ความสัมพันธ์ระหว่างอันดับฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับค่าทางไฟฟ้าแบบลำดับเฟส ..... 30
4.1	ค่าแรงดันที่จุด PCC บนแกนอ้างอิงต่าง ๆ ..... 53
4.2	สมรรถนะการทดสอบวงจรเฟสล็อก ..... 56
4.3	การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 1 ..... 87
4.4	การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 2 ..... 90
4.5	การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 3 ..... 94
4.6	การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 4 ..... 99
5.1	ค่าพารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ ..... 118
5.2	ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่พิจารณากรณีโหลดสมดุล ..... 122
5.3	ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่พิจารณากรณีโหลดไม่สมดุล ..... 123
6.1	ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ $L_c$ สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ..... 140
6.2	ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ $G$ สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ..... 142
6.3	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 1.. 154
6.4	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 ด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเฟส $u$ สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ..... 156



## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.5	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 2.. 159
6.6	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์โมนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเฟส $u$ สำหรับระบบทดสอบที่ 2 ..... 161
6.7	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 3.. 163
6.8	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์โมนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเฟส $u$ สำหรับระบบทดสอบที่ 3 ..... 165
6.9	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 4.. 167
6.10	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์โมนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเฟส $u$ สำหรับระบบทดสอบที่ 4 ..... 169
7.1	ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ สำหรับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ..... 181
7.2	ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ $L_c$ สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์..... 184
7.3	ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ $G$ สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์..... 186
7.4	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ..... 190
7.5	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์โมนิกอันดับ 5 และ 7 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณีเฟส $u$ สำหรับระบบทดสอบที่ 1..... 192
7.6	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ สำหรับระบบทดสอบที่ 2 ..... 195
7.7	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์โมนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณีเฟส $u$ สำหรับระบบทดสอบที่ 2..... 197
7.8	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ สำหรับระบบทดสอบที่ 3 ..... 199

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
7.9	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณิเฟส $\pi$ สำหรับระบบทดสอบที่ 3..... 201
7.10	ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ สำหรับระบบทดสอบที่ 4 ..... 203
7.11	สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณิเฟส $\pi$ สำหรับระบบทดสอบที่ 4..... 205
8.1	ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา ..... 213
8.2	ผลทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต ..... 226
8.3	ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา กรณิพิจารณาอินพุตและเอาต์พุตจำนวน 3 ค่าเชิงภาษา..... 228
8.4	ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา กรณิพิจารณาอินพุตและเอาต์พุตจำนวน 4 ค่าเชิงภาษา..... 230
8.5	ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา กรณิพิจารณาอินพุตและเอาต์พุตจำนวน 5 ค่าเชิงภาษา..... 231
8.6	ผลทดสอบการเปรียบเทียบค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา ..... 232
8.7	ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิกสำหรับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ ..... 240
8.8	การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวกับตัวควบคุมดั้งเดิมสำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4..... 246
8.9	การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวกับตัวควบคุมดั้งเดิมกรณิโหลดชุดใหม่ ..... 251
8.10	การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวกรณิโหลดชุดใหม่ ..... 252
9.1	ช่องสัญญาณแอนะล็อกของพอร์ต P5 และ P9 ..... 266
9.2	ช่องสัญญาณดิจิทัลของพอร์ต P2 ..... 270
9.3	ลำดับการสั่งงานไอซี DAC712P ..... 273
9.4	ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น แบบสมดุล..... 302
9.5	ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น แบบไม่สมดุล ..... 326

## สารบัญรูป

### รูปที่

### หน้า

1.1	องค์ประกอบของระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแยกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย.....	2
1.2	ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่หนึ่ง.....	5
1.3	ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่สอง.....	6
1.4	ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่สาม.....	7
1.5	ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่สี่.....	7
2.1	ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	26
3.1	ระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย.....	28
3.2	การแปลงแกนของปาร์ค.....	33
3.3	บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF.....	36
3.4	บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ.....	38
3.5	บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD และวิธี ABC.....	40
3.6	บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PHC.....	44
3.7	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจร Linear-PLL.....	45
4.1	การใช้งานวงจรกรองแบบ SWFA.....	49
4.2	การคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ และค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน.....	51
4.3	บล็อกไดอะแกรมการตรวจจับแรงดันแบบ PSVD.....	52
4.4	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจร SRF-PLL.....	52
4.5	แผนภาพเฟสเซอร์ของ $v_{pcc,dq}$ และ $v_{PLL,dq}$ .....	53
4.6	การทดสอบวงจร PLL กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติ.....	55
4.7	การทดสอบวงจร PLL กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ.....	56
4.8	ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก.....	58
4.9	รูปสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 1.....	60
4.10	สเปกตรัมของแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 1.....	61
4.11	รูปสัญญาณกระแสโหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 1.....	61

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.12	สเปกตรัมของกระแสไหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ..... 61
4.13	รูปสัญญาณกระแสไหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 2 ..... 62
4.14	สเปกตรัมของกระแสไหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 2 ..... 62
4.15	รูปสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 3 ..... 63
4.16	สเปกตรัมของแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 3 ..... 64
4.17	บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธี RDQF ..... 65
4.18	การคำนวณค่ามุมเฟสของระบบกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ..... 66
4.19	กระแสไหลดแบบสมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 68
4.20	สเปกตรัมของกระแสไหลดแบบสมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 68
4.21	กระแสไหลดแบบสมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 69
4.22	สเปกตรัมของกระแสไหลดแบบสมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 69
4.23	กระแสไหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 70
4.24	สเปกตรัมของกระแสไหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 71
4.25	กระแสไหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 71
4.26	สเปกตรัมของกระแสไหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD ..... 72
4.27	สมรรถนะการคำนวณค่า $\tilde{I}_{Ld}$ (LPF, SWFA) กรณีกระแสไหลดสมดุล ..... 72
4.28	สมรรถนะการคำนวณค่า $\tilde{I}_{Ld}$ (LPF, SWFA) กรณีกระแสไหลดไม่สมดุล ..... 73
4.29	บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธี RPQF ..... 74

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30 ผลการตรวจจับแรงดันไฟฟ้าลำดับเฟสบวกที่จุด PCC ด้วยอัลกอริทึม PSVD .....	74
4.31 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	75
4.32 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	75
4.33 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	76
4.34 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	76
4.35 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	77
4.36 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	78
4.37 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	78
4.38 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD).....	79
4.39 สมรรถนะการคำนวณค่า $\tilde{p}$ (LPF, SWFA) กรณีโหลดสมดุล .....	79
4.40 สมรรถนะการคำนวณค่า $\tilde{p}$ (LPF, SWFA) กรณีโหลดไม่สมดุล.....	80
4.41 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RSDF และวิธี RABCF.....	81
4.42 สมรรถนะการคำนวณค่า $\bar{p}$ (LPF, SWFA) กรณีโหลดสมดุล .....	82
4.43 สมรรถนะการคำนวณค่า $\bar{p}$ (LPF, SWFA) กรณีโหลดไม่สมดุล.....	82
4.44 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPHCF .....	83
4.45 การจำลองสถานการณ์การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก .....	85
4.46 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟสกรณีใช้วิธี SRF (ระบบทดสอบที่ 1) .....	86



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.47 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟสกรณีใช้วิธี RDQF (ระบบทดสอบที่ 1) .....	88
4.48 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟสกรณีใช้วิธี SRF (ระบบทดสอบที่ 2) .....	90
4.49 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟสกรณีใช้วิธี RDQF (ระบบทดสอบที่ 2) .....	91
4.50 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส $u$ กรณีใช้วิธี SRF (ระบบทดสอบที่ 3) .....	93
4.51 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส $u$ กรณีใช้วิธี RDQF (ระบบทดสอบที่ 3) .....	96
4.52 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส $u$ กรณีใช้วิธี SRF (ระบบทดสอบที่ 4) .....	98
4.53 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส $u$ กรณีใช้วิธี RDQF (ระบบทดสอบที่ 4) .....	100
5.1 โครงสร้างวงจรกรองกำลังแยกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย .....	103
5.2 วงจรสมมูลของวงจรกรองกำลังแยกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย .....	104
5.3 ฟังก์ชันการสวิตช์ที่พิจารณา.....	104
5.4 แผนภาพเฟสเซอร์ของระบบที่พิจารณาหาแบบจำลอง.....	108
5.5 ระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB.....	118
5.6 ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนดี .....	119
5.7 ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนคิว .....	119
5.8 ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนดี .....	120
5.9 ผลตอบสนองผลรวมแรงดันบัสไฟตรง.....	120
5.10 ผลตอบสนองผลต่างแรงดันบัสไฟตรง .....	121
5.11 สเปกตรัมกระแสโพลด กรณีโพลดสมดุล.....	122
5.12 สเปกตรัมกระแสโพลด กรณีโพลดไม่สมดุล .....	123

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีโหลดสมดุล .....	124
5.14 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ กรณีโหลดไม่สมดุล .....	124
5.15 โครงสร้างการควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ .....	129
5.16 การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคการสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็มกรนิเฟส $u$ .....	130
6.1 ระบบควบคุมในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง .....	133
6.2 ผลตอบสนองของระบบในโดเมนเวลาต่อเนื่อง (ระนาบเอส) .....	133
6.3 แผนภาพระนาบในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง .....	135
6.4 ผลตอบสนองของระบบ ตามตำแหน่งโพลบนระนาบซี .....	135
6.5 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนคิวกุณย์ ด้วยตัวควบคุมพีไอ .....	137
6.6 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอบนระนาบซี .....	138
6.7 แผนภาพการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ .....	138
6.8 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อหาขอบเขต .....	139
6.9 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $L_c$ .....	140
6.10 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมพีไอกกรณีปรับเปลี่ยนค่า $L_c$ .....	141
6.11 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $G$ .....	142
6.12 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมพีไอกกรณีปรับเปลี่ยนค่า $G$ .....	143
6.13 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมผลรวมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ .....	146
6.14 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมผลต่างแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ .....	146
6.15 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมผลรวมแรงดันบัลไฟตรงบนระนาบซี .....	147
6.16 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมผลต่างแรงดันบัลไฟตรงบนระนาบซี .....	147
6.17 การเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> F28335 .....	148

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.18 แผนภาพไดอะแกรมการทำงานของการทำงานของเครื่องจักร ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป.....	149
6.19 การโปรแกรมของระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ .....	150
6.20 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีโหลดสมดุล .....	152
6.21 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 1).....	153
6.22 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 1) .....	153
6.23 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 1).....	154
6.24 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาสำหรับระบบทดสอบที่ 1 .	155
6.25 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีโหลดไม่สมดุล.....	157
6.26 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 2).....	158
6.27 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 2) .....	159
6.28 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาสำหรับระบบทดสอบที่ 2 .	160
6.29 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 2).....	161
6.30 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 3).....	162
6.31 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 3) .....	163
6.32 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาสำหรับระบบทดสอบที่ 3 .	164
6.33 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 3).....	164

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.34 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 4).....	166
6.35 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 4) .....	166
6.36 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาสำหรับระบบทดสอบที่ 4 .	167
6.37 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 4).....	168
7.1 ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_r \tilde{S}_r s}{s^2 + \tilde{S}_r^2}$ .....	171
7.2 ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_r \tilde{S}_r s}{s^2 + (\tilde{S}_r / Q) + \tilde{S}_r^2}$ .....	172
7.3 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์กรณีโหลดสมดุล (ระบบทดสอบที่หนึ่ง).....	173
7.4 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์กรณีโหลดไม่สมดุล (ระบบทดสอบที่สอง) .....	173
7.5 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์กรณีโหลดสมดุล แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ (ระบบทดสอบที่สาม).....	174
7.6 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์กรณีโหลดไม่สมดุล แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ (ระบบทดสอบที่สี่) .....	174
7.7 คุณลักษณะของค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ).....	175
7.8 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีปรับเปลี่ยนค่า $Q$ .....	176
7.9 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ .....	177
7.10 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์บนระนาบซี .....	178

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.11 การเคลื่อนที่ของตำแหน่งซีโรตัวที่หนึ่งและโพลตัวที่สามบนระนาบซี เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $K_{pc}$ และ $K_r$ .....	179
7.12 แผนภาพการออกแบบค่า $K_{pc}$ และ $K_r$ ที่เหมาะสมของตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์บนแกนคิวดำหรับระบบทดสอบที่หนึ่ง.....	180
7.13 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์ที่ปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อหาขอบเขต.....	182
7.14 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $L_c$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ $2 \times 300$ เรเดียนต่อวินาที .....	183
7.15 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยกรณีปรับเปลี่ยนค่า $L_c$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ $2 \times 300$ เรเดียนต่อวินาที .....	184
7.16 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $G$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ $2 \times 300$ เรเดียนต่อวินาที .....	185
7.17 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยกรณีปรับเปลี่ยนค่า $G$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ $2 \times 300$ เรเดียนต่อวินาที .....	186
7.18 ระบบควบคุมกระแสชดเชยโดยใช้ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์.....	187
7.19 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 1) .....	188
7.20 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 1).....	189
7.21 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายสำหรับระบบทดสอบที่ 1 (เฟส $u$ ).....	190
7.22 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ (ระบบทดสอบที่ 1).....	191
7.23 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 2) .....	193
7.24 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 2).....	194



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.25	สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 2 (เฟส $u$ )..... 195
7.26	การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (ระบบทดสอบที่ 2)..... 196
7.27	การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 3) ..... 198
7.28	การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนท์กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 3)..... 198
7.29	สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 3 (เฟส $u$ )..... 199
7.30	การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (ระบบทดสอบที่ 3)..... 200
7.31	การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนท์กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 4) ..... 202
7.32	การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนท์กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 4)..... 203
7.33	สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 4 (เฟส $u$ )..... 204
7.34	การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (ระบบทดสอบที่ 4)..... 205
8.1	ค่าความเป็นสมาชิก ..... 208
8.2	เซตทวินัย..... 208
8.3	ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสามเหลี่ยม ..... 209
8.4	ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมู..... 210
8.5	ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงระฆังคว่ำ ..... 211
8.6	ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงเกาส์เซียน ..... 211
8.7	โครงสร้างฟัซซีลอจิก ..... 212
8.8	ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยฟัซซีลอจิก ..... 212
8.9	ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ..... 213

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8.10	ฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต gain..... 215
8.11	การอนุมานฟัซซี่ด้วยวิธี Takagi-Sugeno ..... 216
8.12	การรวมกฎด้วยการอนุมานด้วยวิธี Takagi-Sugeno ..... 216
8.13	ผลเฉลยการทำได้ฟัซซี่ด้วยวิธี WA..... 217
8.14	ลักษณะเส้นทางเดินรากกรณีปรับค่า $K$ factor..... 219
8.15	สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ( $\%THD_{av}$ ) กรณีปรับค่า $K$ factor..... 219
8.16	ลักษณะเส้นทางเดินรากกรณีปรับค่า $Q$ ..... 220
8.17	สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ( $\%THD_{av}$ ) กรณีปรับค่า $Q$ ..... 221
8.18	ลักษณะเส้นทางเดินรากกรณีปรับค่า $\bar{S}_r$ ..... 222
8.19	สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ( $\%THD_{av}$ ) กรณีปรับค่า $\bar{S}_r$ ..... 222
8.20	ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว ..... 224
8.21	ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตสำหรับการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะ ..... 225
8.22	ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและกระแสชดเชย ..... 227
8.23	ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตสำหรับกรณี 3 ค่าเชิงภาษา..... 229
8.24	ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตสำหรับกรณี 4 ค่าเชิงภาษา..... 230
8.25	ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตสำหรับกรณี 5 ค่าเชิงภาษา..... 232
8.26	การติดตามค่ากระแสอ้างอิงโดยอาศัยกฎฟัซซี่ ..... 234
8.27	การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต ..... 235
8.28	ข้อมูลค่า $ u_{(dq0)} $ สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4 กรณีใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม ..... 236
8.29	การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตบนแกนดีคิวศูนย์ ..... 237
8.30	การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต..... 239
8.31	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ..... 242
8.32	ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว สำหรับระบบทดสอบที่ 2 ..... 243

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8.33 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว สำหรับระบบทดสอบที่ 3 .....	244
8.34 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว สำหรับระบบทดสอบที่ 4 .....	245
8.35 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว กรณีโหลดชุดใหม่ .....	248
8.36 สเปกตรัมกระแสโวลต์บนแกนสามเฟสและบนแกนดีคิวศูนย์ .....	249
8.37 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว กรณีโหลดชุดใหม่ .....	249
8.38 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวกรณีโหลดชุดใหม่ .....	252
9.1 โครงสร้างระบบทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล .....	255
9.2 โครงสร้างระบบทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล .....	255
9.3 ระบบทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในห้องปฏิบัติการ .....	257
9.4 ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังสำหรับระบบกำจัดฮาร์มอนิก .....	258
9.5 ตัวเหนี่ยวนำ ( $L_s, L_{eq}$ ) สำหรับระบบไฟฟ้าที่พิจารณา .....	259
9.6 โหลดวงจรเรียงกระแสของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา .....	259
9.7 ชุดโหลดไฟฟ้ากระแสตรง (ตัวต้านทาน) .....	260
9.8 ตัวเหนี่ยวนำของโหลดทดสอบ ( $L_L$ ) .....	260
9.9 หม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับตรวจวัดแรงดันที่จุด PCC ( $v_{pcc,(uvw)}$ ) .....	261
9.10 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า (กระแสโหลด ( $i_{L(uvw)}$ ), กระแสชดเชย ( $i_{c(uvw)}$ )) .....	261
9.11 วงจรตรวจวัดแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) .....	263
9.12 วงจรป้อนแรงดันสัญญาณ .....	263
9.13 โครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ของวงจรป้อนแรงดันสัญญาณ .....	264
9.14 สถาปัตยกรรมของบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> F28335 .....	264
9.15 แผนภาพไออะแกรมสำหรับระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแยกที่ฟ บบบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> F28335 .....	265

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
9.16 ช่องสัญญาณแอนะล็อกและการเชื่อมต่อ.....	266
9.17 ผังงานโปรแกรมสำหรับระบบควบคุมวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	267
9.18 ระยะเวลาในหนึ่งรอบการคำนวณของระบบควบคุมวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	268
9.19 การใช้งานช่องสัญญาณดิจิทัลของพอร์ต P2 .....	269
9.20 ชุดวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกและการเชื่อมต่อกับ บอร์ด eZdspTM F28335.....	271
9.21 รายละเอียดของการเชื่อมต่อระหว่างพอร์ต P2 และไอซี DAC712P .....	271
9.22 ชุดวงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม .....	272
9.23 ไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม .....	274
9.24 ชุดวงจรขับเกท.....	275
9.25 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	276
9.26 รายละเอียดการเชื่อมต่อระหว่างมอดูล IGBT-IPM และไอซีโฟโตคัปเปิลอร์ PC923L.....	277
9.27 ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	278
9.28 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ .....	279
9.29 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล).....	280
9.30 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล).....	281
9.31 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	282
9.32 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส u กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล).....	284
9.33 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	284
9.34 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	286

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
9.35 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	287
9.36 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	288
9.37 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส $u$ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	289
9.38 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	289
9.39 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีกระแสโหลดลดลง จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	291
9.40 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	292
9.41 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	293
9.42 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส $u$ กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	294
9.43 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดลดลง จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล) .....	294
9.44 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลด จาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ .....	296

## สารบัญรูป (ต่อ)

### รูปที่

### หน้า

9.45	การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมฟิโอรณิเปลี่ยนแปลงกระแสโหลด จาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ .....	296
9.46	การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณิเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ .....	297
9.47	การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณิเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ .....	297
9.48	การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว กรณิเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ .....	298
9.49	การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว กรณิเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ .....	298
9.50	ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมฟิโ (กรณิใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมฟิโ) .....	299
9.51	ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมฟิโ (กรณิใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์) .....	300
9.52	ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมฟิโ (กรณิใช้ระบบควบคุม กระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว) .....	300
9.53	ผลทดสอบการก้าจัดฮาร่มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมฟิโกรณิกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล) .....	304
9.54	ผลทดสอบการก้าจัดฮาร่มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณิกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล) .....	305
9.55	ผลทดสอบการก้าจัดฮาร่มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เชิงปรับตัวกรณิกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล) .....	306
9.56	รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณิกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล) .....	307
9.57	การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส u กรณิกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล) .....	308



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
9.58 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	309
9.59 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	310
9.60 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	311
9.61 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	312
9.62 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส $u$ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	313
9.63 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีกระแสโหลดลดลง จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	314
9.64 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	315
9.65 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	316
9.66 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดลดลง จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	318
9.67 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส $u$ กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล).....	318

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
9.68 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ย จาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์ .....	321
9.69 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ย จาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ .....	321
9.70 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์ .....	322
9.71 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ .....	322
9.72 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์ .....	323
9.73 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ .....	323
9.74 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอกับโหลดไม่สมดุล (กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ) .....	324
9.75 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอกับโหลดไม่สมดุล (กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์) .....	324
9.76 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอกับโหลดไม่สมดุล (กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เชิงปรับตัว) .....	325
ก.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $n$ กับ $u$ .....	340

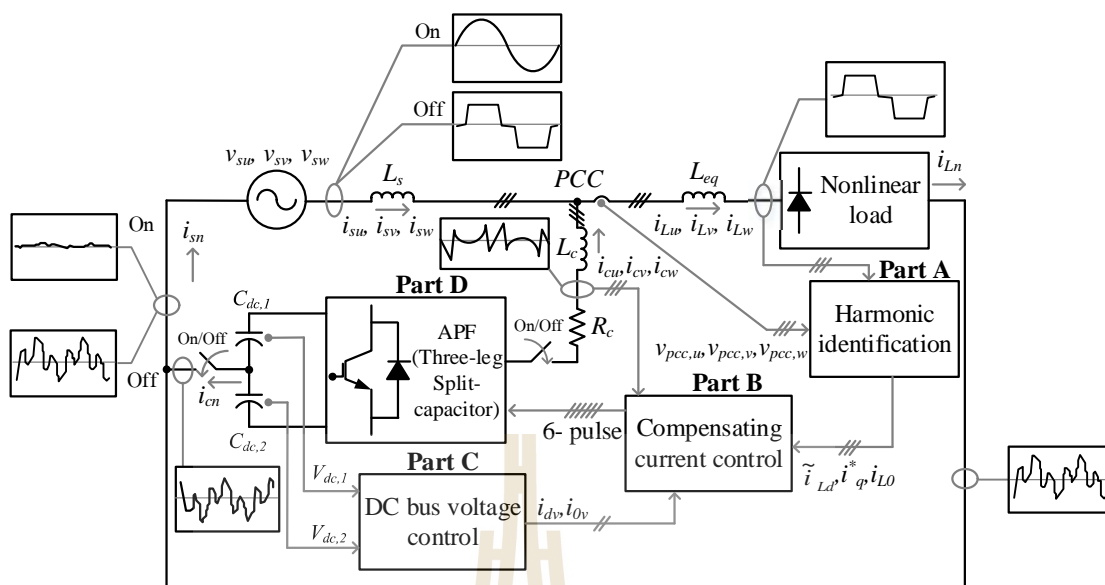
# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการใช้พลังงานไฟฟ้า เข้ามามีบทบาทในการดำรงชีวิต ส่งผลให้ภาคอุตสาหกรรม และภาคครัวเรือนมีพฤติกรรมการใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น ซึ่งอุปกรณ์ไฟฟ้าส่วนใหญ่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น การใช้งานโหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวทำให้ปรากฏกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง ปัญหาเหล่านี้ส่งผลกระทบในหลายประการ เช่น ทำให้มีเตอร่วัดค่าไฟวัดค่าผิดพลาด (Indrajit and Paul, 1989) (Elham, Clarence, and Adly, 1992) อุปกรณ์ป้องกันทางไฟฟ้าทำงานผิดพลาด (Ho and Liu, 2001) เกิดกำลังงานสูญเสีย (Rice, 1986) และความร้อนต่ออุปกรณ์ขณะใช้งาน (Wagner, 1993) เป็นต้น รวมถึงการใช้งานโหลดไม่สมดุลส่งผลให้เกิดกระแสนิวทรัลในระบบสามเฟสสี่สาย ค่ากระแสนิวทรัลก่อให้เกิดผลเสีย เช่น หม้อแปลงและระบบสายส่งทำงานเกินพิกัด ส่งผลให้เกิดความร้อน นำไปสู่การชำรุดของตัวอุปกรณ์และสายส่ง และเกิดสัญญาณรบกวนในระบบกำลังไฟฟ้า (Gruzs, 1990) (Moreno-Munoz, 2007) การแก้ไขปัญหาเหล่านี้จึงเป็นประเด็นสำคัญสำหรับงานวิจัยในปัจจุบัน วิธีการหนึ่งสำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าว คือ การใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Quinn and Mohan, 1992) เนื่องจาก วงจรดังกล่าวสามารถชดเชยกระแสฮาร์มอนิก กระแสนิวทรัล และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบไฟฟ้ากำลังได้ ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นการศึกษาระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย นอกจากนี้ ผู้วิจัยได้ศึกษาระบบควบคุมและการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ในกรณีที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักไม่อุดมคติ กล่าวคือ แรงดันที่แหล่งจ่ายสามเฟสมีลักษณะรูปสัญญาณไม่สมดุล และผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์

จากการศึกษาในเบื้องต้น พบว่า สมรรถนะการทำงานที่ดีของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบที่สำคัญ 4 ส่วน ได้แก่ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก การควบคุมกระแสชดเชย การควบคุมแรงดันบัลไฟตรง และโครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ภาพรวมการศึกษาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ ดังรูปที่ 1.1 จากรูปดังกล่าวสามารถอธิบายแต่ละส่วนได้ ดังนี้



รูปที่ 1.1 องค์ประกอบของระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย

ส่วนที่หนึ่ง คือ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมในระบบสามเฟสสี่สาย ได้แก่ วิธีการบออ้างอิงซิงโครนัส (Takeda M. et al., 1988) วิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (Furuhashi T. et al., 1990) วิธีซิงโครนัส (Chen C. L. et al., 1994) วิธีการตัดออกฮาร์มอนิกแบบสมบูรณ์ (Rafiei S. M.-R. et al., 2001) และวิธีการบออ้างอิงสามเฟส (Chang G. W. et al., 2002) จากนั้น ผู้วิจัยได้พัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก โดยนำเอาข้อดีของการวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (EI - Habrouk et al., 2001) และข้อดีของตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวกมูลฐาน (Akagi et al., 2007) มาประยุกต์ใช้งานรวมกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการดั้งเดิมทุกวิธี การดำเนินการดังกล่าวทำให้ได้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ ได้แก่ วิธีดีคิวเอฟแบบคงทน วิธีพีคิวเอฟแบบคงทน วิธีเอสดีเอฟแบบคงทน วิธีเอบีซีเอฟแบบคงทน และ วิธีพีเอชซีเอฟแบบคงทน งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบคงทน ทั้งนี้เนื่องจาก วิธีการดังกล่าวให้สมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ดีในระบบอุดมคติและไม่อุดมคติ รวมทั้งอัลกอริทึมการคำนวณกระแสอ้างอิงด้วยวิธีการดังกล่าวดำเนินการบนแกนดีคิวศูนย์ ซึ่งรองรับกับโครงสร้างระบบควบคุมที่พิจารณาบนแกนดีคิวศูนย์เช่นกัน

ส่วนที่สอง คือ การควบคุมกระแสชดเชย โครงสร้างของระบบควบคุมกระแสชดเชยดำเนินการบนแกนดีคิวศูนย์ ซึ่งได้รับการออกแบบโดยพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (mathematical model) ตัวควบคุมในส่วน of ระบบควบคุมกระแสชดเชยมี

นัยสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณาทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอ (Bhattacharya et al., 1997) และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (Sato et al., 1998) การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมดังกล่าวดำเนินการในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง โดยใช้วิธีทางดิจิทัลโดยตรง (Franklin et al., 1988) ทั้งนี้เพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวเหมาะสมกับงานทางด้านปฏิบัติ ผู้วิจัยได้พัฒนาตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ให้มีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีขึ้น โดยพึ่งพาหลักการการทำงานของตัวควบคุมฟuzzyลอจิก (Zadeh L. A., 1965) ซึ่งเรียกตัวควบคุมที่ได้รับการพัฒนานี้ว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว (adaptive proportional plus resonant controller) ซึ่งตัวควบคุมดังกล่าวสามารถปรับตัวได้เมื่อโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลง ทั้งนี้เพื่อให้สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดี

ส่วนที่สาม คือ การควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ระบบควบคุมในส่วนนี้ ประกอบด้วย ระบบควบคุมผลรวมแรงดันบัลไฟตรง และระบบควบคุมผลต่างแรงดันบัลไฟตรง การทำงานของวงจรกรองกำลังแอคทีฟเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีโหลดสมดุลและไม่สมดุล ส่งผลให้แรงดันบัลไฟตรงไม่คงค่าตามจุดการทำงานที่เหมาะสม และแรงดันบัลไฟตรงมีลักษณะไม่สมดุล ผลกระทบดังกล่าวทำให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกลดลง ด้วยเหตุนี้ ตัวควบคุมในส่วนระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงจึงมีความสำคัญ งานวิจัยวิทยานิพนธ์เลือกใช้ตัวควบคุมพีไอ (Aredes et al., 1997) เนื่องจาก ตัวควบคุมดังกล่าวเป็นตัวควบคุมแบบเชิงเส้น ซึ่งทำให้สามารถออกแบบโครงสร้างระบบและค่าพารามิเตอร์ได้โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และตัวควบคุมพีไอให้ผลการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงที่ดีตรงตามวัตถุประสงค์

ส่วนที่สี่ คือ โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอคทีฟ ส่วนนี้ ทำหน้าที่ ผลิตกระแสชดเชยให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง งานวิจัยนี้เลือกใช้วงจรกรองกำลังแอคทีฟที่มีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก (Quinn et al., 1992) โครงสร้างดังกล่าวสามารถรองรับกับระบบสามเฟสสี่สาย ทั้งนี้เนื่องจาก วงจรกรองกำลังแอคทีฟที่มีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยกสามารถผลิตกระแสชดเชยทั้งสามเฟสและนิวทรัลให้กับระบบได้ นอกจากนี้ วงจรกรองกำลังแอคทีฟที่มีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยกได้รับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ทั้งนี้เพื่อใช้ในการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อพัฒนาวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีการแบบดั้งเดิมร่วมกับวิธีฟูริเยร์และตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก

1.2.2 เพื่อศึกษาและค้นคว้าหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย

1.2.3 เพื่อศึกษาและออกแบบโครงสร้างการควบคุมทั้งระบบในการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย

1.2.4 เพื่อศึกษาและออกแบบตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์

1.2.5 เพื่อศึกษาค้นคว้าความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว ให้ทำงานได้ตามสภาวะโหลดใด ๆ

1.2.6 เพื่อสร้างโปรแกรมจำลองสถานการณ์โดยใช้เทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

1.2.7 เพื่อสร้างชุดต้นแบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย

### 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 ระบบที่พิจารณาเป็นระบบสามเฟสสี่สาย

1.3.2 วงจรรอกกำลังแอกทีฟที่พิจารณาเป็นวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

1.3.3 การจำลองสถานการณ์ฟังก์ชันโปรแกรม Simulink ในโปรแกรม MATLAB ร่วมกับบอร์ด eZdsp™ F28335

1.3.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์พิจารณาบนแกนดีคิวศูนย์ มุ่งเน้นสำหรับใช้ออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุม

1.3.5 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์สำหรับระบบสมดุล และวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสสามชุดสำหรับโหลดไม่สมดุล

1.3.6 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกมุ่งเน้นการปรับแก้กระแสฮาร์มอนิก การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และการปรับปรุงค่าตัวประกอบความไม่สมดุลของกระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก

1.3.7 ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE Std.519-2014 และ IEEE Std.1459-2010

1.3.8 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าอุดมคติ คือ แหล่งจ่ายแรงดันที่สมดุลและมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ที่สมบูรณ์ ขณะที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าไม่อุดมคติ คือ แหล่งจ่ายแรงดันที่ไม่สมดุลและมีลักษณะบิดเบี้ยวไม่เป็นรูปสัญญาณไซน์



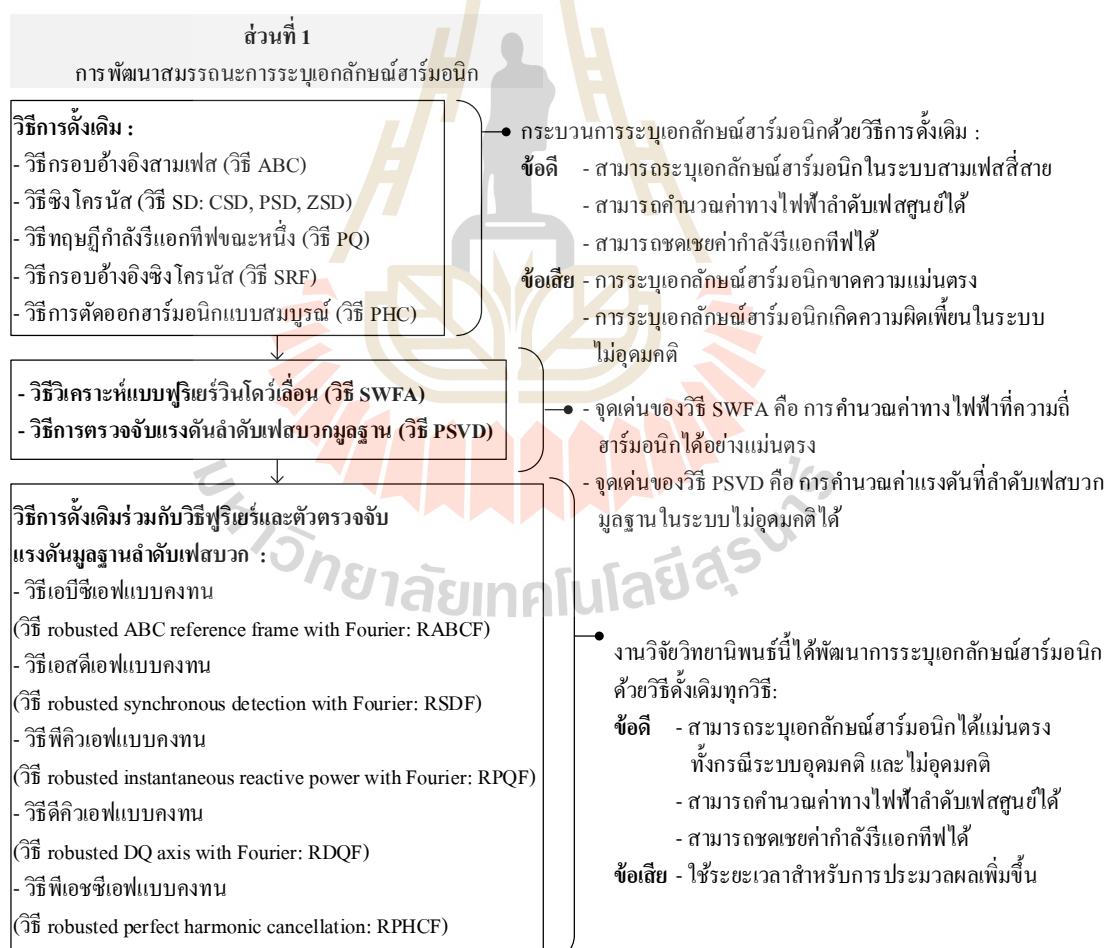
## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบสามเฟสสี่สาย

1.4.2 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสำหรับระบบในการจำลองสถานการณ์ จะพิจารณาในกรณีแรงดันที่มีลักษณะอุดมคติ และไม่อุดมคติ ในขณะที่การทดสอบจริง จะพิจารณาเฉพาะ ในกรณีแรงดันอุดมคติเท่านั้น

## 1.5 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัย

การดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ถูกแบ่งออกเป็น 4 ส่วนสำคัญ รายละเอียดการดำเนินงานในแต่ละส่วนแสดงได้ ดังรูปที่ 1.2 ถึง 1.5



รูปที่ 1.2 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่หนึ่ง

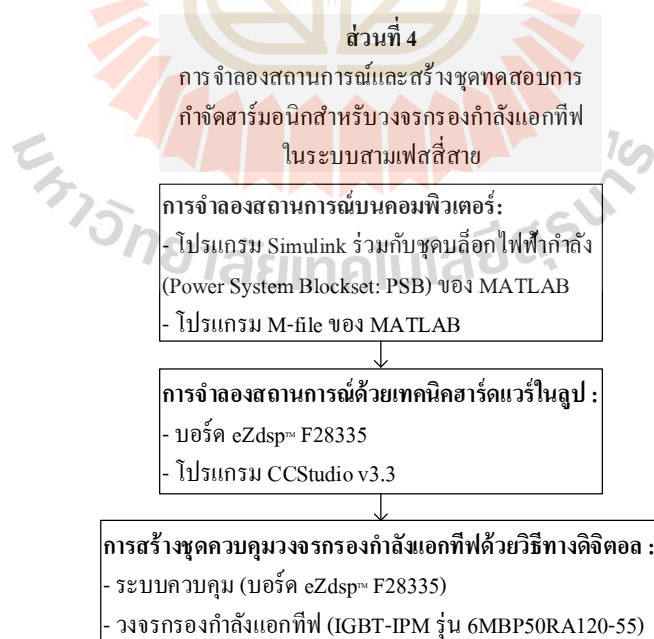
ส่วนแรก คือ การพัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิก ดังแสดงไว้ในรูปที่ 1.2 ส่วนที่สอง คือ การออกแบบโครงสร้างระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.3 ส่วนที่สาม คือ การพัฒนาสมรรถนะของตัวควบคุมสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 1.4 และส่วนสุดท้าย คือ การจำลองสถานการณ์และสร้างชุดทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย ดังรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.3 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่สอง



รูปที่ 1.4 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่สาม



รูปที่ 1.5 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนที่สี่

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 ได้องค์ความรู้การปรับปรุงสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิก โดยการประยุกต์วิธีการแบบดั้งเดิมร่วมกับวิธีฟูรีเยร์และตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก

1.6.2 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย

1.6.3 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบโครงสร้างระบบควบคุมสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย

1.6.4 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์

1.6.5 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว ให้ทำงานได้ตามสภาวะโหลดที่เปลี่ยนแปลง

1.6.6 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการสร้างโปรแกรมจำลองสถานการณ์โดยใช้เทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป

1.6.7 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการสร้างชุดต้นแบบการกำจัดฮาร์โมนิกสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย

## 1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ถูกแบ่งออกเป็น 10 บท รวมทั้งภาคผนวกทั้งหมด 2 ภาค ซึ่งในแต่ละส่วนมีสาระสำคัญ ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 คือ บทนำ ซึ่งกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ลักษณะของงานวิจัยที่ศึกษา วัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของการวิจัย ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการกำจัดฮาร์โมนิกสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟในระบบกำลังไฟฟ้า

บทที่ 3 นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้องกับค่ากำลังไฟฟ้า ค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดีคิวศูนย์ และอัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมได้ถูกอธิบายไว้ในบทนี้

บทที่ 4 นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกวิธีการใหม่สำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟในระบบไม่อุดมคติ บทนี้ได้นำเสนอองค์ความรู้การพัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกโดยประยุกต์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมเข้ากับหลักการวิธีฟูรีเยร์และตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการดั้งเดิมและวิธีการใหม่ได้รับ

การเปรียบเทียบสมรรถนะกับระบบทดสอบสี่ระบบ การทดสอบได้รับการยืนยันผล โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม Simulink ร่วมกับชุดบล็อกกำลังไฟฟ้า (power system blockset) ของ MATLAB

บทที่ 5 นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนอ้างอิง 2 แบบ ได้แก่ ระบบบนแกนสามเฟส และระบบบนแกนดีควิศูนย์ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวได้รับการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องด้วยโปรแกรม m - file ของ MATLAB และโปรแกรม Simulink ของ MATLAB บทนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ รวมทั้งการออกแบบโครงสร้างระบบควบคุมโดยพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

บทที่ 6 นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยวิธีทางดิจิทัลโดยตรงในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง นอกจากนี้ บทนี้ได้นำเสนอเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ ที่มีต่อค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังแอกทีฟและค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอ การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยของตัวควบคุมพีไอถูกดำเนินการโดยพึ่งพาการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

บทที่ 7 นำเสนอระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยเทคนิคทางเดินรากบนระนาบซี้ อีกทั้ง บทนี้ได้นำเสนอเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ได้รับการทดสอบด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย

บทที่ 8 นำเสนอตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว โดยที่ ตัวควบคุมพีซีลอจิกถูกใช้เป็นกลไกการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ บทนี้เริ่มต้นนำเสนอหลักการพื้นฐานของพีซีลอจิก จากนั้นนำเสนอการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ที่มีผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก บทนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว ซึ่งประกอบด้วย การออกแบบกลไกการปรับตัวของตัวควบคุมดังกล่าว และการออกแบบตัวควบคุมพีซีลอจิก ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวได้รับการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป นอกจากนี้ ตัวควบคุมทั้งสองยังได้รับการทดสอบกับโหลดชุดใหม่อีกด้วย

บทที่ 9 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบการกำจัดการรบกวนสำหรับวงจรรบกวนกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย นอกจากนี้ บทนี้ได้นำเสนอผลทดสอบการกำจัดการรบกวนกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุลและไม่สมดุล

บทที่ 10 นำเสนอบทสรุปของการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ และข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

ภาคผนวก ก นำเสนอที่มาของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์โดยอาศัยหลักการแปลงในโดเมนความถี่

ภาคผนวก ข นำเสนอบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา รวมถึงผลงานการจดลิขสิทธิ์





## บทที่ 2

### ปฏิสนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

การปฏิสนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญสำหรับการทำงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เนื่องจากงานวิจัยทางด้านวงจรรองกำลังแอกทีฟมีการพัฒนาในส่วนต่าง ๆ อย่างต่อเนื่องตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน องค์ประกอบของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่มีนัยสำคัญต่อการสำรวจสามารถแบ่งออกเป็น 5 ประเด็นสำคัญ ได้แก่ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ ผลการสำรวจในประเด็นข้างต้นได้ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 2.2 ถึง 2.6 ตามลำดับ รายละเอียดการสำรวจงานวิจัยประกอบด้วย ปีที่ตีพิมพ์ของงานวิจัย คณะผู้วิจัย และสาระสำคัญที่ได้รับจากงานวิจัย นอกจากนี้ บทนี้ได้นำเสนอภาพรวมปฏิสนัวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องทั้งหมดตามที่ผู้วิจัยได้ศึกษา

#### 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟ

วงจรรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีโครงสร้างที่แตกต่างกันหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละโครงสร้างของวงจรมีข้อดี และข้อเสียแตกต่างกัน นอกจากนี้การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟเป็นส่วนสำคัญที่ต้องศึกษาเช่นกัน ผลการสำรวจงานวิจัยในหัวข้อที่ 2.2 แสดงได้ดังตารางที่ 2.1 จากตารางดังกล่าว พบว่า โครงสร้างของวงจรรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สายสามารถแบ่งได้เป็น 3 โครงสร้างสำคัญ ได้แก่ โครงสร้างสามเฟสแบบบริดจ์ โครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก และโครงสร้างแบบสี่กึ่ง แต่ละโครงสร้างมีจุดเด่นและจุดด้อยแตกต่างกันออกไป ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของแต่ละโครงสร้างแสดงได้ ดังตารางที่ 2.2 จากตารางดังกล่าว พบว่า จุดเด่นของโครงสร้างสามเฟสแบบบริดจ์ คือ การใช้ค่าแรงดันบัลไฟตรงที่ต่ำกว่าโครงสร้างอื่น ณ จุดการทำงานของวงจร จุดด้อยของโครงสร้างสามเฟสแบบบริดจ์ คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากผลการสวิตช์มีค่ามาก และมีต้นทุนการสร้างที่สูง จุดเด่นของโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากผลการสวิตช์มีค่าน้อย และมีต้นทุนการสร้างที่ต่ำ

ในส่วนจุดด้อยของโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก คือ กระแสนิวทรอลได้รับการชดเชยโดยอ้อม และแรงดันไฟฟ้าตรงมีลักษณะไม่สมดุล จุดเด่นของโครงสร้างแบบสี่กึ่ง คือ กระแสนิวทรอลได้รับการชดเชยโดยตรง อย่างไรก็ตาม จุดด้อยของโครงสร้างแบบสี่กึ่ง คือ ต้นทุนการสร้างที่สูงและกำลังงานสูญเสียเนื่องจากผลการสวิตช์มีค่ามากกว่าโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก

ตารางที่ 2.1 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบวงจรองกำลังแอทไฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1992	C. A. Quinn, and N. Mohan	บทความนี้นำเสนอผลการเปรียบเทียบโครงสร้างของวงจรองกำลังแอทไฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย ได้แก่ โครงสร้างสามเฟสแบบบริดจ์ แบบตัวเก็บประจุแยก และแบบสี่กึ่ง
1998	T. Thomas, K. Haddad, G. Joos, and A. Jaafari,	บทความนี้เสนอวิธีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรองกำลังแอทไฟสำหรับระบบสามเฟสสามสาย และระบบสามเฟสสี่สาย
1999	B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra	บทความนี้เสนอผลการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมเกี่ยวกับวงจรองกำลังแอทไฟสำหรับการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า ซึ่งส่วนหนึ่งของบทความได้อธิบายโครงสร้างของวงจรองกำลังแอทไฟ ได้แก่ โครงสร้างสามเฟสแบบบริดจ์ แบบตัวเก็บประจุแยก และแบบสี่กึ่ง
2000	M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta	บทความนี้นำเสนอผลการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมเกี่ยวกับวงจรองกำลังแอทไฟ ซึ่งรายละเอียดในบทความได้นำเสนอการจำแนกวงจรองกำลังแอทไฟออกเป็น 5 กลุ่ม ได้แก่ พิกัดกำลังไฟฟ้าและผลตอบสนองของวงจร โครงสร้างของวงจรและการเชื่อมต่อกับระบบ เป้าหมายการชดเชยของวงจร เทคนิคการควบคุมวงจร และวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

ตารางที่ 2.1 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างและการออกแบบ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2010	V. Khadkikar, A. Chandra, and B. Singh	บทความนี้นำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบสามเฟสสี่สาย การทดสอบได้พิจารณากับโครงสร้างของของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบต่าง ๆ ได้แก่ โครงสร้างสามเฟสแบบบริดจ์ แบบตัวเก็บประจุแยก และแบบสี่กึ่ง
2012	D. Sreenivasarao, P. Agarwal, and B. Das	บทความนี้นำเสนอผลการสำรวจประสิทธิภาพการเกี่ยวกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย งานวิจัยนี้ได้เปรียบเทียบคุณสมบัติทางโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ โครงสร้างสามเฟสแบบบริดจ์ แบบตัวเก็บประจุแยก และแบบสี่กึ่ง

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

คุณสมบัติ	โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน		
	โครงสร้างสามเฟส แบบบริดจ์	โครงสร้างแบบ ตัวเก็บประจุแยก	โครงสร้างแบบสี่กึ่ง
จำนวนอุปกรณ์สวิตช์	12	6	8
จำนวนตัวเก็บประจุ	1	2	1
ราคา	สูง	ต่ำ	ปานกลาง
สมรรถนะการชดเชย กระแสในสายนิวทรัล	ดี	ปานกลาง	ดีมาก
จุดเด่น	ใช้ค่าแรงดันบัส ไฟตรงที่ต่ำ ณ จุด การทำงานของวงจร	จำนวนอุปกรณ์ การสวิตช์ต่ำ	ควบคุมการชดเชยกระแส นิวทรัลโดยตรง
จุดด้อย	จำนวนอุปกรณ์ การสวิตช์มาก	แรงดันบัสไฟตรง ไม่สมดุล	จำนวนอุปกรณ์ การสวิตช์มาก

ที่มา: “Neutral current compensation in three-phase, four-wire systems: A review,” D. Sreenivasarao, P. Agarwal, and B. Das, 2012, Electric Power Systems Research, ฉบับที่ 86, หน้า 170-180.

การศึกษางานวิจัยในอดีตจากตารางที่ 2.1 และ 2.2 ผู้วิจัยเล็งเห็นว่า ระบบควบคุมสำหรับ วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถพัฒนาต่อออกเพื่อให้ได้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ดังนั้น โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟจึงควรให้ความสำคัญเกี่ยวกับปัจจัยทางด้านต้นทุน และ กำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์การสวิตช์ ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มี โครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก สำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบสามเฟสสี่สาย

## 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในระบบสามเฟสสี่สาย มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่อดีต จนถึงปัจจุบัน จากการสำรวจงานวิจัย พบว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกมีวัตถุประสงค์สำคัญ คือ การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกจาก การสำรวจงานวิจัย พบว่า มีกระบวนการพื้นฐานที่เหมือนกันอยู่ 4 กระบวนการ ดังนี้

*กระบวนการที่ 1* คือ การตรวจวัดค่าที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง เช่น กระแส ที่โหลด และแรงดันที่จุด PCC เป็นต้น

*กระบวนการที่ 2* คือ การคำนวณให้อยู่ในรูปของค่าทางไฟฟ้าต่าง ๆ เช่น ค่ากระแสไฟฟ้า บนแกนคิกิวนัย ค่ากำลังไฟฟ้า เป็นต้น

*กระบวนการที่ 3* คือ การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่พิจารณาออกจากปริมาณมูลฐาน โดย สามารถพิจารณาแยกปริมาณดังกล่าวได้หลากหลายวิธี เช่น วงจรกรองผ่านต่ำ วงจรกรองผ่านสูง และอนุกรมฟูรีเยร์ เป็นต้น

*กระบวนการที่ 4* คือ การคำนวณค่าทางไฟฟ้าฮาร์มอนิกให้อยู่ในแกนอ้างอิงต่าง ๆ เช่น แกนอ้างอิงสามเฟส แกนอ้างอิงแอลฟาเบต้าศูนย์ แกนอ้างอิงคิกิวนัย เป็นต้น

แต่ละขั้นตอนมีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ด้วยเหตุนี้ ทุกขั้นตอน ของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกจึงถูกนำมาใช้เป็นประเด็นสำหรับการสำรวจงานวิจัยในส่วนนี้ ผล การสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกแสดงได้ ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	M. Takeda, K. Ikeda, A. Teramoto, and T. Aritsuka,	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วย วิธี SRF (Synchronous Reference Frame) สำหรับใช้ งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อกำจัด ฮาร์มอนิก และชดเชยค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ

ตารางที่ 2.3 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1990	T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกโดยการใช้ทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power) หรือเรียกว่าวิธี PQ
1994	C. L. Chen, C. E. Lin, and C. L. Huang	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD (Synchronous Detection) ซึ่งมีรูปแบบการคำนวณค่ากระแสซเซช 3 แนวทาง ได้แก่ กำลังไฟฟ้าเท่ากัน (PSD) กระแสเท่ากัน (CSD) และอิมพีแดนซ์เท่ากัน (ZSD)
1997	M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวก (Positive-Sequence Voltage Detector) หรือเรียกว่า PSVD ซึ่งถูกใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย
1998	F. Z. Peng, G. W. Ott, Jr., and D. J. Adams	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ที่ใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย
1999	B. Zhang	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF รายละเอียดของบทความเป็นการนำเสนอแนวคิดการกำหนดความเร็วเชิงมุมบนแกนดีคิว ทำให้สามารถเลือกกำจัดฮาร์มอนิกบางอันดับได้
2001	M. El-Habrouk, and M. K. Darwish	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SWFA (Sliding Window Fourier Analysis) เพื่อใช้ในการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง ซึ่งวิธีการดังกล่าวถูกพัฒนาการคำนวณให้รวดเร็วกว่าวิธี DFT และวิธี FFT
2002	G. W. Chang, S. K. Chen, and M. Chu	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบออ้างอิงเฟส abc (a-b-c reference frame) โดยพิจารณากับระบบสามเฟสสี่สาย

ตารางที่ 2.3 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	G. W. Chang, and T-C. Shee	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ ซึ่งมีการใช้งานร่วมกับ PSVD เพื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม 3 วิธี ได้แก่ วิธี PQ วิธี SRF และวิธี CSD
2007	S. Sujitjorn, K-L. Areerak, and T. Kulworawanichpong	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ร่วมกับวิธี SWFA หรือเรียกว่าวิธี DQF สำหรับระบบสามเฟสสี่สาย ซึ่งมีการเปรียบเทียบสมรรถนะกับวิธี SRF และวิธี SWFA
2007	M. I. M. Montero, E. R. Cadaval, and F. B. Gonzalez	บทความนี้นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธี PQ วิธี SRF วิธี Unity Power Factor (UPF) และวิธี Perfect Harmonic Cancellation (PHC) ซึ่งการเปรียบเทียบทั้งหมดใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบสามเฟส สี่สาย
2008	K-L. Areerak	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF แบบบางอันดับ สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบไฮบริด
2013	Y. F. Wang, and Y. W. Li	บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกแบบบางอันดับ บนพื้นฐานของระบบเฟสล็อกคูลูป (phase-locked loop: PLL) การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยแนวทางดังกล่าวมีความเหมาะสมในกรณีที่ความถี่มูลฐานของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลง

ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ตามตารางที่ 2.3 พบว่า วิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกมีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งแต่ละวิธีการมีความน่าสนใจทั้งทางด้านแนวทางการคำนวณกระแสอ้างอิงที่แตกต่างกัน และสภาวะของระบบที่พิจารณา ดังนั้น ผู้วิจัยจึงจะเริ่มต้นศึกษาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการดั้งเดิมกับระบบสามเฟสสี่สาย และ



เปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกวิธีการดั้งเดิม จากนั้นจึงจะดำเนินการพัฒนาวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิก โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกที่พัฒนาขึ้นสามารถคำนวณค่ากระแสอ้างอิงได้ถูกต้องกับระบบอุดมคติและไม่อุดมคติ รายละเอียดการดำเนินงานวิจัยในประเด็นข้างต้นนำเสนอไว้ในบทที่ 3 และ 4 ตามลำดับ

## 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสชดเชย

### สำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟแสดงได้ ดังตารางที่ 2.4 จากตารางดังกล่าว พบว่า ระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟสามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มหลัก กลุ่มแรก คือ ระบบควบคุมแบบเชิงเส้น ได้แก่ ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ตัวควบคุมแบบทำนาย ตัวควบคุมตัวควบคุมทำซ้ำ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ เป็นต้น กลุ่มสอง คือ ระบบควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ ตัวควบคุมฟัซซีลอจิก ตัวควบคุมเครือข่ายประสาทเทียม เป็นต้น ระบบควบคุมกระแสชดเชยถูกพิจารณาอยู่บนแกนอ้างอิง 3 แบบ ได้แก่ แกนอ้างอิงสามเฟส แกนอ้างอิงแอลฟาเบต้าศูนย์ และแกนอ้างอิงดีคิวศูนย์ เทคนิคการสวิตช์สำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟสามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มหลัก กลุ่มแรก คือ เทคนิคการสวิตช์แบบเชิงเส้น ได้แก่ ฟิวด์บิลยูเอ็ม สเปซเวกเตอร์ฟิวด์บิลยูเอ็ม เป็นต้น กลุ่มที่สอง คือ เทคนิคการสวิตช์แบบไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ ฮิสเตอร์ซิสเตลตา เป็นต้น

ตารางที่ 2.4 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	P. Verdelho, and G. D. Marques	บทความนี้แนะนำเสนอการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย เทคนิคการสวิตช์แบบฮิสเตอร์ซิสเตลตาถูกนำมาใช้ในส่วนการควบคุมกระแสชดเชย
2001	D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode	บทความนี้แนะนำเสนอระบบควบคุมกระแสสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

ตารางที่ 2.4 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสดชชสำหรับวงจรกรองกำลัง  
แอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2002	N. Mendalek, F. Fnaiech, K. Al-Haddad, and L. -A. Dessaint	บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมกระแสดชชด้วยตัวควบคุมแบบทำนายสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุลถูกนำมาพิจารณาเพื่อทดสอบสมรรถนะตัวควบคุมแบบทำนาย
2006	M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg	บทความนี้เสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ บทความดังกล่าวเลือกใช้ระบบควบคุมกระแสดชชด้วยตัวควบคุมพีโอร่วมกับเรโซแนนท์ ซึ่งพิจารณาอยู่บนแกนอ้างอิงดีคิว ผลการทดสอบ พบว่า ตัวควบคุมพีโอร่วมกับเรโซแนนท์ให้สมรรถนะการควบคุมกระแสดชชที่ดี โดยเฉพาะกับความถี่ฮาร์มอนิกที่พิจารณา
2007	R. Grino, R. Cardoner, R. Costa-Castello, and E. Fossas	บทความนี้เสนอการควบคุมกระแสดชชด้วยตัวควบคุมทำซ้ำ ระบบควบคุมทั้งหมดดำเนินการด้วยวิธีทางดิจิทัลร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก
2007	S. Hirve, K. Chatterjee, B. G. Fernandes, M. Imayavaramban, and S. Dwari	บทความนี้เสนอการควบคุมการฉีดกระแสดชชด้วยตัวควบคุมหนึ่งรอบการทำงาน (One Cycle Control: OCC) การทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมดังกล่าวดำเนินการร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก และแบบสี่กึ่ง นอกจากนี้ โหลดที่ใช้ในการทดสอบมีลักษณะไม่สมดุล

ตารางที่ 2.4 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสดชชชสำหรับวงจรกรองกำลัง  
แอคทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2008	N. Mendalek	บทความนี้นำเสนอการควบคุมกระแสดชชชด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนบนแกนดีคิวศูนย์สำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย นอกจากนี้บทความนี้ได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟที่มีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก ทั้งนี้เพื่อนำมาใช้สำหรับการออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุม
2008	M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale	บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมกระแสดชชชด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์แบบหลายความถี่ ทั้งนี้เพื่อให้ได้สมรรถนะการควบคุมกระแสดชชชที่ดีที่ความถี่ต่าง ๆ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ที่ได้รับการออกแบบด้วยวิธีพหุนามของ Nalsin (Nalsin polynomial)
2009	L. R. Limongi, R. Bojoi, G. Griva, and A. Tenconi	บทความนี้เสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสดชชชด้วยตัวควบคุมแบบเชิงเส้น 4 วิธี ได้แก่ ตัวควบคุมแบบพีไอ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ ตัวควบคุมเดบิท และตัวควบคุมทำซ้ำ ตัวควบคุมดังกล่าวถูกดำเนินการทดสอบด้วยวิธีทางดิจิทัลจากผลการทดสอบ พบว่า ตัวควบคุมที่ได้รับการทดสอบให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีใกล้เคียงกัน
2009	W. Lenwari, M. Sumner, and P. Zanchetta	บทความนี้เสนอระบบควบคุมกระแสดชชชด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยวิธีการหาค่าเหมาะที่สุดแบบขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม (genetic algorithm: GA) ทั้งนี้เพื่อให้ได้สมรรถนะการควบคุมกระแสดชชชที่ดี ถึงแม้ว่าค่าพารามิเตอร์ของระบบกำลังไฟฟ้าจะเกิดการเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 2.4 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลัง  
แอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2012	R. L. A. de. Ribeiro, C. C. de. Azevedo, and R. M. de. Sousa	บทความนี้นำเสนอวิธีการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมเชิงปรับตัว (adaptive control) ซึ่งผู้วิจัยเรียกว่า variable structure control scheme (VS-APPC) ระบบควบคุมดังกล่าวถูกทดสอบสมรรถนะในสภาวะโหลด และพารามิเตอร์ของสายส่งที่มีการเปลี่ยนแปลง

ผลการสำรวจงานวิจัย ตามตารางที่ 2.4 พบว่า ตัวควบคุมที่นำเสนอในข้างต้นมีวิธีการ โครงสร้างระบบ และแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของระบบที่แตกต่างกันออกไป โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้สมรรถนะการควบคุมกระแสที่ดี ซึ่งพบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์มีจุดเด่นที่เหมาะสมกับระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ทั้งนี้เนื่องจาก กลไกของตัวควบคุมดังกล่าวสามารถเลือกออกแบบจุดการทำงานให้ตรงตามความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการควบคุม ได้ด้วยการกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์ให้กับตัวควบคุม ผู้วิจัยจึงเล็งเห็นว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์สามารถพัฒนา เพื่อต่อยอดวิธีการควบคุม โครงสร้างการควบคุม และแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการใหม่

## 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลัง แอกทีฟ

การควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงมีผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งจากการสำรวจงานวิจัยในอดีต พบว่า ตัวควบคุมในส่วนของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงถูกนำมาใช้งานร่วมกับระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมที่หลากหลาย ตัวควบคุมในส่วนของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม ได้แก่ ระบบควบคุมแบบเป็นเชิงเส้น และระบบควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้น ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับประเด็นดังกล่าวแสดงได้ ดังตารางที่ 2.5 ผลการสำรวจจากตารางดังกล่าวเป็นประโยชน์ต่อการศึกษารูปแบบค่าพารามิเตอร์ และโครงสร้างการควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย

ตารางที่ 2.5 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรกรอง  
กำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann	บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมสำหรับ วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีโครงสร้างแบบ ตัวเก็บประจุแยกในระบบสามเฟสสี่สาย โดย ที่ระบบควบคุมผลรวมแรงดันบัลไฟตรงใช้ ตัวควบคุมพีไอ และระบบควบคุมผลต่าง แรงดันบัลไฟตรงใช้ฟังก์ชันลิมิต (limit function)
2012	C-S. Lam, W-H. Choi, M-C. Wong, and Y-D. Han	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและ สมรรถนะของระบบควบคุมแรงดันบัล ไฟตรงสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใน ระบบสามเฟสสี่สาย กลไกการควบคุมที่ นำเสนอในบทความนี้ เรียกว่า adaptive dc- link voltage กลไกดังกล่าวใช้การปรับตัว ของค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง การปรับตัว ของค่าดังกล่าวจะพิจารณาจากสถานะการ ทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยที่ ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงยังคงใช้ตัว ควบคุมดั้งเดิม (ตัวควบคุมสัดส่วน, ตัว ควบคุมพีไอ)
2015	A. K. Panda, and R. Patel	บทความนี้เสนอระบบควบคุมวงจรกรอง กำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย โดยใช้ ตัวควบคุมฟuzzyลอจิกสำหรับระบบควบคุม แรงดันบัลไฟตรง บทความนี้ได้นำเสนอ ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ได้รับการ ทดสอบทั้งกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ และโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล

ตารางที่ 2.5 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรกรอง  
กำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2015	R. L. de A. Ribeiro, T. de O. A. Rocha, R. M. de Sousa, E. C. dos Santos Jr., and A. M. N. Lima	บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมไฮบริด ตัวควบคุมดังกล่าว คือ การผสมผสานกันระหว่างตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมโหมดการเลื่อน โดยที่ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ทำหน้าที่ คำนวณค่าพารามิเตอร์ให้กับตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมที่ได้รับการนำเสนอนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อช่วยปรับปรุงสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ สำหรับกรณีระบบควบคุมที่ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก
2016	T. Mannen, and H. Fujita	บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงวิธีการใหม่ (modified reference) วิธีการดังกล่าวพึ่งพาทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้องกับแรงดันพลิว (voltage ripple) ระบบควบคุมดังกล่าวเหมาะกับการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงสำหรับตัวเก็บประจุที่มีค่าน้อย นอกจากนี้บทความดังกล่าวได้ยืนยันผลทดสอบการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงที่ดี โดยไม่มีผลกระทบจากระบบควบคุมกระแสชดเชย

## 2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ ดังตารางที่ 2.6 ผลการสำรวจ พบว่า ชุดควบคุมสามารถสร้างได้ด้วยกัน 2 เทคนิคหลัก ได้แก่ เทคนิคการสร้างด้วยวงจรแอนะล็อก และเทคนิคการสร้างด้วยวิธีทางดิจิทัล ตัวอย่างตัวควบคุมที่สร้างด้วยวงจรแอนะล็อก และวิธีทางดิจิทัล เช่น ตัวควบคุมหนึ่งรอบการทำงาน ตัว



ควบคุมพีไอ ตัวควบคุมฮีสเทอรีซิส ตัวควบคุมพีซีซีลอจิก ตัวควบคุมแบบทำนาย ตัวควบคุม  
 เครื่องขยายประสาทเทียม เป็นต้น ผลการศึกษาจากตารางที่ 2.6 พบว่า การสร้างชุดควบคุมด้วยเทคนิค  
 ทั้งสองมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ข้อดีของเทคนิคการสร้างด้วยวงจรแอนะล็อก คือ ความเร็วในการ  
 ประมวลผล เนื่องจากการไม่มีการพิจารณาเวลาการชักตัวอย่าง และมีต้นทุนต่ำ อย่างไรก็ตาม เมื่อ  
 ระบบเกิดการเปลี่ยนแปลง ชุดควบคุมจำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนโครงสร้าง หรือออกแบบ  
 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชุดใหม่ ซึ่งมีความยุ่งยากสำหรับการสร้างด้วยวงจรแอนะล็อก ข้อดี  
 ของการสร้างชุดควบคุมด้วยวิธีทางดิจิทัล คือ ความยืดหยุ่นสำหรับการออกแบบระบบควบคุม  
 และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม รวมทั้งมีความสะดวกต่อการพัฒนา และปรับเปลี่ยนโครงสร้าง  
 ระบบควบคุม งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสร้างชุดควบคุมโดยใช้วิธีทางดิจิทัล ด้วยบอร์ด  
 eZdsp<sup>TM</sup> F28335

ตารางที่ 2.6 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลัง  
 แยกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	C. Qiao, K. M. Smedley, and F. Maddaleno	บทความนี้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบการกำจัด ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแยกทีฟ ตัวควบคุม หนึ่งรอบการทำงานในส่วน of ระบบควบคุมกระแส ชดเชยปฏิบัติการด้วยวงจรแอนะล็อก
2006	K. M. Tsang, and W. L. Chan	บทความนี้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบการกำจัด ฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแยกทีฟ ระบบควบคุม ที่นำเสนอมีโครงสร้างแบบคาสเคด (cascade) โดยที่ ใช้ตัวควบคุมพีไอ ระบบควบคุมดังกล่าวถูกสร้างด้วย วงจรแอนะล็อก
2009	J. Miret, L. G. de Vicuña, M. Castilla, J. Matas, and Josep M. Guerrero	บทความนี้นำเสนอการสร้างระบบควบคุมสำหรับ วงจรรอกกำลังแยกทีฟ โดยใช้ตัวควบคุมโหมดการ เลื่อนแบบ quasi steady state (QSS) ตัวควบคุม ดังกล่าวถูกนำมาใช้เพื่อรองรับกรณีแหล่งจ่ายแรงดัน ไม่อุดมคติ ชุดควบคุมทั้งหมดถูกสร้างด้วยวงจร แอนะล็อก

ตารางที่ 2.6 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลัง  
แอคทีฟ (ต่อ)

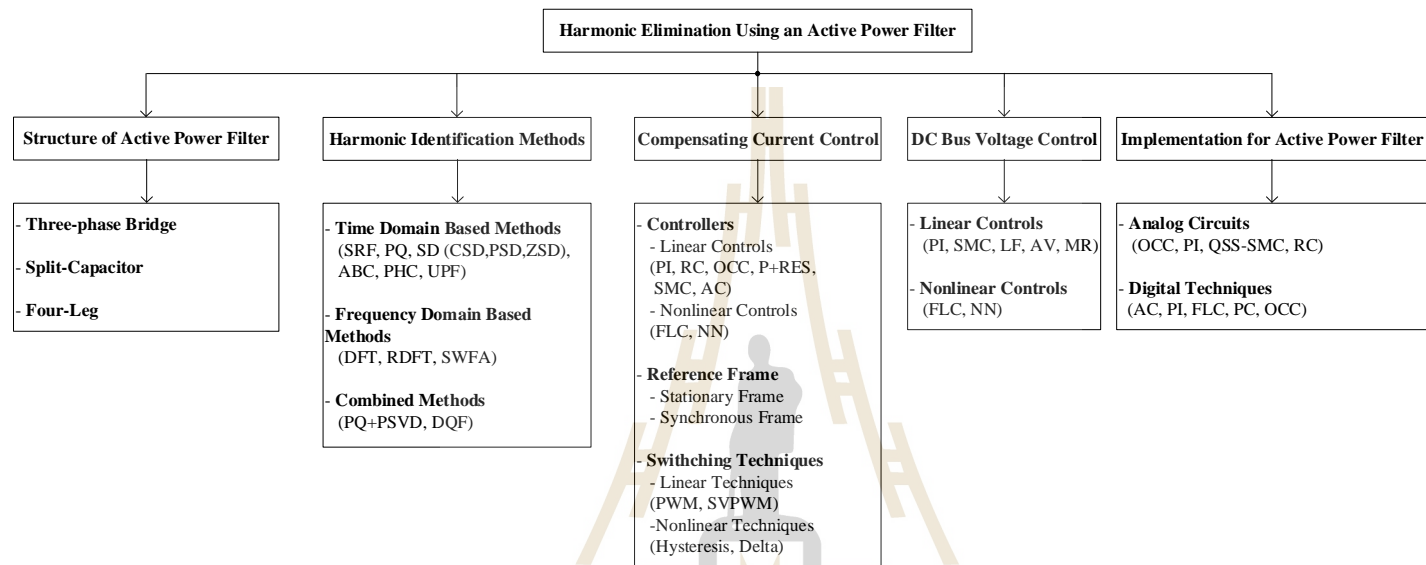
ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2009	B. Singh, and J. Solanki	บทความนี้นำเสนอการสร้างอัลกอริทึมระบบควบคุมเชิงปรับตัวด้วยวิธีทางดิจิทัล อัลกอริทึมดังกล่าวปฏิบัติการบนบอร์ด dSPACE DS1104 controller ร่วมกับบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> รุ่น TMS320F240
2010	S. Rahmani, N. Mendalek, and K. Al-Haddad	บทความนี้นำเสนอการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟสามเฟส ระบบควบคุมกระแสชุดเซยและระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงใช้ตัวควบคุมพีไอ โครงสร้างการควบคุมพึ่งพาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ ระบบควบคุมทั้งหมดได้รับการดำเนินการทางดิจิทัล ด้วยบอร์ด dSPACE DS1104 controller
2013	M. Popescu, A. Bitoleanu, and V. Suru	บทความนี้นำเสนอการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟสามเฟส โดยพิจารณาในสถานะแหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ บทความนี้มีจุดเด่นเกี่ยวกับอัลกอริทึมการคำนวณค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงเหมาะที่สุด (optimal dc voltage calculation) ให้กับระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ทั้งนี้เพื่อให้ได้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ระบบควบคุมทั้งหมดปฏิบัติการบนบอร์ด dSPACE DS1103 controller
2016	T. Narongrit, K-L. Areerak, and K-N Areerak	บทความนี้เสนอตัวควบคุมพีซีสตอจิกเชิงปรับตัวสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟสามเฟส ตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยวิธีการใหม่ ระบบควบคุมทั้งหมดดำเนินการบนบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> โดยใช้ตัวประมวลผลรุ่น TMS320C28335 ผลการทดสอบพบว่า ระบบควบคุมที่นำเสนอให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ถึงแม้ว่า โหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 2.6 ผลสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลัง  
แอ็กทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2016	Z. Shu, M. Liu, L. Zhao, S. Song, Q. Zhou, and X. He	บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วย ตัวควบคุมแบบทำนายสำหรับวงจรรอกกำลัง แอ็กทีฟ รวมทั้งพัฒนาตัวควบคุมดังกล่าวให้ได้ สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่เหมาะสมที่สุด ชุดควบคุม ของวงจรรอกกำลังแอ็กทีฟปฏิบัติอยู่บนบอร์ด FPGA EP3C55F484C8-based control
2016	A. S. Lock, E. R. C. da Silva, M. E. Elbuluk, and D. A. Fernandes	บทความนี้นำเสนอระบบกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับ วงจรรอกกำลังแอ็กทีฟสามเฟส ระบบควบคุม กระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมหนึ่งรอบการทำงานถูก ดำเนินการบนบอร์ด eZdsp <sup>TM</sup> โดยใช้ตัวประมวลผล รุ่น TMS320C28335

## 2.7 สรุป

ผลการปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งห้าส่วนสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 2.1 ภาพรวมของการสำรวจงานวิจัยในบทนี้เป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อผู้วิจัย ทั้งนี้เนื่องจาก การสำรวจดังกล่าวให้พื้นฐาน แนวทางการดำเนินงาน และการพัฒนาต่อยอดงานวิจัย รายละเอียดการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะได้นำเสนอในบทถัดไป



**Note:** SRF = Synchronous Reference Frame  
PQ = Instantaneous Reactive Power  
SD = Synchronous Detection  
ABC = A-B-C Reference Frame  
PHC = Perfect Harmonic Cancellation  
UPF = Unity Power Factor  
DFT = Discrete Fourier Transforms  
RDFT = Recursive Discrete Fourier Transforms  
SWFA = Sliding Window Fourier Analysis  
PSVD = Positive-Sequence Voltage Detection

PI = Proportional Integral  
RC = Repetitive Control  
OCC = One Cycle Control  
P+RES = Proportional plus Resonant Compensator  
SMC = Sliding Mode Control  
FLC = Fuzzy Logic Control  
AC = Adaptive Control  
NN = Neural Network  
PWM = Pulse Width Modulation  
SVPWM = Space Vector Pulse Width Modulation

LF = Limit Function  
AV = Adaptive dc-link Voltage  
MR = Modified Reference  
QSS-SMC = Quasi Steady State Sliding Mode Control  
PC = Predictive Control

รูปที่ 2.1 ภาพรวมปรัทศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### บทที่ 3

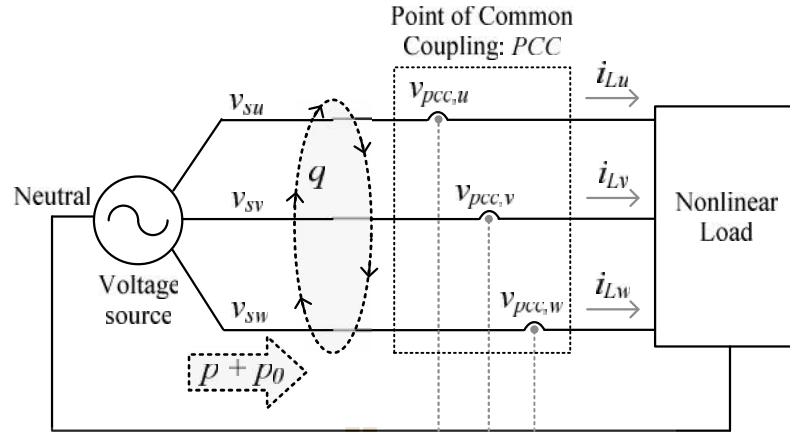
## การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรองค์กำลังแอททิฟ ในระบบสามเฟสสี่สาย

### 3.1 บทนำ

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกของวงจรองค์กำลังแอททิฟส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ เนื่องจากกระบวนการดังกล่าวเป็นการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยในอดีต พบว่า การศึกษาการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการดั้งเดิม เป็นพื้นฐานที่สำคัญต่อการพัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม ได้แก่ วิธีการบออ้างอิงซิงโครไนส์ (Takeda M. and et al., 1988) วิธีทฤษฎีกำลังรีแอทีฟขณะหนึ่ง (Furuhashi T. and et al., 1990) วิธีซิงโครไนส์ (Chen C. L. and et al., 1994) วิธีการตัดออกฮาร์มอนิกแบบสมบูรณ์ (Rafiei S. M.-R. and et al., 2001) และวิธีการบออ้างอิงสามเฟส (Chang G. W. and et al., 2002) ขั้นตอนการคำนวณและการออกแบบในส่วนต่าง ๆ สำหรับวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกทั้งหมดในข้างต้นได้ถูกนำเสนออย่างละเอียดในบทนี้ นอกจากนี้ทฤษฎีบทพื้นฐานต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณกระแสอ้างอิงได้อธิบายไว้ในบทนี้ เช่นเดียวกัน

### 3.2 ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้องกับค่ากำลังไฟฟ้า

การหาผลเฉลี่ยของค่ากำลังไฟฟ้าในระบบสามเฟสสี่สาย เริ่มต้นจากการพิจารณาระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย ดังรูปที่ 3.1 จากรูปดังกล่าว พบว่า ค่ากำลังไฟฟ้าแบ่งออกเป็นสามส่วนหลัก ได้แก่ กำลังไฟฟ้าแอททิฟ ( $p$ ) กำลังไฟฟ้าแอททิฟลำดับเฟสศูนย์ ( $p_0$ ) และกำลังไฟฟารีแอททิฟ ( $q$ ) ผลรวมระหว่างค่า  $p$  กับค่า  $p_0$  ( $p + p_0$ ) คือ ผลรวมการถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด และค่า  $q$  คือ การแลกเปลี่ยนกำลังงานระหว่างเฟส โดยปราศจากการถ่ายโอนกำลังงาน ค่ากำลังไฟฟ้าสำหรับพิจารณาในระบบสามเฟสสี่สาย แสดงได้ดังสมการที่ (3.1)



รูปที่ 3.1 ระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย

$$\left. \begin{aligned} p &= v_{pcc,r} i_{Lr} + v_{pcc,s} i_{Ls} \\ q &= v_{pcc,s} i_{Lr} - v_{pcc,r} i_{Ls} \\ p_0 &= v_{pcc,0} i_{L0} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC บนแกนสามเฟส ( $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$ ,  $v_{pcc,w}$ ) ดังสมการที่ (3.2) และค่ากระแสโหลดบนแกนสามเฟส ( $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$ ,  $i_{Lw}$ ) ดังสมการที่ (3.3) ถูกแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ดังสมการที่ (3.4) และ (3.5) ตามลำดับ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC บนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ( $v_{pcc,r}$ ,  $v_{pcc,s}$ ,  $v_{pcc,0}$ ) กับค่ากระแสโหลดบนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ( $i_{Lr}$ ,  $i_{Ls}$ ,  $i_{L0}$ ) ถูกใช้ในการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าในสมการที่ (3.1) ในที่นี้จะเรียกค่าแรงดันไฟฟ้า และค่ากระแสโหลดเหล่านี้ว่า ค่าทางไฟฟ้า งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มีการวิเคราะห์วิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในกรณีที่โหลดสมดุล และไม่สมดุล รวมถึงมีการพิจารณากรณีที่แหล่งจ่ายอุดมคติ และไม่อุดมคติด้วยเหตุนี้ ค่าทางไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จึงถูกแสดงอยู่ในรูปของลำดับเฟสบวก เฟสลบ และเฟสศูนย์ การอธิบายค่ากำลังไฟฟ้าด้วยค่าทางไฟฟ้าแบบลำดับเฟส จะช่วยลดความซับซ้อนในการพิสูจน์หาความสัมพันธ์ต่าง ๆ

$$\left. \begin{aligned} v_{pcc,um} &= V_{0m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{0m}) + V_{+m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{+m}) + V_{-m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{-m}) \\ v_{pcc,vm} &= V_{0m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{0m}) + V_{+m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{+m} - \frac{2f}{3}) + V_{-m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{-m} + \frac{2f}{3}) \\ v_{pcc,wm} &= V_{0m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{0m}) + V_{+m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{+m} + \frac{2f}{3}) + V_{-m} \sin(\tilde{S}_m t + w_{-m} - \frac{2f}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$



$$\left. \begin{aligned} i_{Lm} &= I_{0n} \sin(\check{S}_n t + u_{0n}) + I_{+n} \sin(\check{S}_n t + u_{+n}) + I_{-n} \sin(\check{S}_n t + u_{-n}) \\ i_{Lvn} &= I_{0n} \sin(\check{S}_n t + u_{0n}) + I_{+n} \sin(\check{S}_n t + u_{+n} - \frac{2f}{3}) + I_{-n} \sin(\check{S}_n t + u_{-n} + \frac{2f}{3}) \\ i_{Lwn} &= I_{0n} \sin(\check{S}_n t + u_{0n}) + I_{+n} \sin(\check{S}_n t + u_{+n} + \frac{2f}{3}) + I_{-n} \sin(\check{S}_n t + u_{-n} - \frac{2f}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{pcc,r} &= \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{+m} \sin(\check{S}_m t + W_{+m}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{-m} \sin(\check{S}_m t + W_{-m}) \\ v_{pcc,s} &= \sum_{m=1}^{\infty} -\sqrt{\frac{3}{2}} V_{+m} \cos(\check{S}_m t + W_{+m}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{-m} \cos(\check{S}_m t + W_{-m}) \\ v_{pcc,0} &= \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{3} V_{0m} \sin(\check{S}_m t + W_{0m}) \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr} &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \sin(\check{S}_n t + u_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{-n} \sin(\check{S}_n t + u_{-n}) \\ i_{Ls} &= \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \cos(\check{S}_n t + u_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{-n} \cos(\check{S}_n t + u_{-n}) \\ i_{L0} &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{0n} \sin(\check{S}_n t + u_{0n}) \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.2) ถึง (3.5) เครื่องหมาย + , - และ 0 บ่งบอกลำดับเฟสบวก เฟสลบ และ เฟสศูนย์ ตามลำดับ ส่วนตัวแปร  $m$  และ  $n$  บ่งบอกจำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน หรืออันดับฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแส ตามลำดับ เช่น แรงดันที่จุด PCC มีความถี่มูลฐาน เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ ( $m = 1$ ) ดังนั้น แรงดันที่จุด PCC ที่มีความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 จะมีความถี่ เท่ากับ 250 เฮิร์ตซ์ ( $m = 5$ ) เป็นต้น ค่ามุมเฟสเลื่อนของแรงดันถูกแทนด้วยสัญลักษณ์  $\varphi$  และค่ามุมเฟสเลื่อนของกระแสถูกแทนด้วยสัญลักษณ์  $\psi$

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ( $v_{+m}, v_{-m}, v_{0m}$ ) และค่ากระแสไหล ( $i_{+n}, i_{-n}, i_{0n}$ ) ที่พิจารณาแบบลำดับเฟสบวก เฟสลบ และเฟสศูนย์ แสดงได้ ดังสมการที่ (3.4) และสมการที่ (3.5) ตามลำดับ จากสมการดังกล่าว สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างอันดับฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับลำดับเฟสของค่าทางไฟฟ้า ดังตารางที่ 3.1

$$\left. \begin{aligned} v_{+m} &= \frac{1}{3} \left( V_{pcc,um} \sin(\tilde{S}_m t + W_{um}) + V_{pcc,vm} \sin(\tilde{S}_m t + W_{vm} + \frac{2f}{3}) + V_{pcc,wm} \sin(\tilde{S}_m t + W_{wm} - \frac{2f}{3}) \right) \\ v_{-m} &= \frac{1}{3} \left( V_{pcc,um} \sin(\tilde{S}_m t + W_{um}) + V_{pcc,vm} \sin(\tilde{S}_m t + W_{vm} - \frac{2f}{3}) + V_{pcc,wm} \sin(\tilde{S}_m t + W_{wm} + \frac{2f}{3}) \right) \\ v_{0m} &= \frac{1}{3} (V_{pcc,um} \sin(\tilde{S}_m t + W_{um}) + V_{pcc,vm} \sin(\tilde{S}_m t + W_{vm}) + V_{pcc,wm} \sin(\tilde{S}_m t + W_{wm})) \end{aligned} \right\} (3.4)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{+n} &= \frac{1}{3} \left( I_{Lun} \sin(\tilde{S}_n t + u_{un}) + I_{Lvn} \sin(\tilde{S}_n t + u_{vn} + \frac{2f}{3}) + I_{Lwn} \sin(\tilde{S}_n t + u_{wn} - \frac{2f}{3}) \right) \\ i_{-n} &= \frac{1}{3} \left( I_{Lun} \sin(\tilde{S}_n t + u_{un}) + I_{Lvn} \sin(\tilde{S}_n t + u_{vn} - \frac{2f}{3}) + I_{Lwn} \sin(\tilde{S}_n t + u_{wn} + \frac{2f}{3}) \right) \\ i_{0n} &= \frac{1}{3} (I_{Lun} \sin(\tilde{S}_n t + u_{un}) + I_{Lvn} \sin(\tilde{S}_n t + u_{vn}) + I_{Lwn} \sin(\tilde{S}_n t + u_{wn})) \end{aligned} \right\} (3.5)$$

ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอันดับฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นกับค่าทางไฟฟ้าแบบลำดับเฟส

ลำดับเฟส	อันดับฮาร์โมนิกของ $v_{pcc,(uvw)}$ ( $m$ ) และอันดับฮาร์โมนิกของ $i_{L(uvw)}$ ( $n$ )					
	$m=3k+1$ และ $n=3k+1$ (โดยที่ $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ )		$m=3k+2$ และ $n=3k+2$ (โดยที่ $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ )		$m=3k+3$ และ $n=3k+3$ (โดยที่ $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ )	
	สมดุล	ไม่สมดุล	สมดุล	ไม่สมดุล	สมดุล	ไม่สมดุล
บวก (+)	ปรากฏ	ปรากฏ	ไม่ปรากฏ	ปรากฏ	ไม่ปรากฏ	ปรากฏ
ลบ (-)	ไม่ปรากฏ	ปรากฏ	ปรากฏ	ปรากฏ	ไม่ปรากฏ	ปรากฏ
ศูนย์ (0)	ไม่ปรากฏ	ปรากฏ	ไม่ปรากฏ	ปรากฏ	ปรากฏ	ปรากฏ

จากตารางที่ 3.1 อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างอันดับฮาร์โมนิก ( $m, n$ ) กับค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟส (+, -, 0) พบว่า ในกรณีที่ค่าทางไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวกจะเกิดขึ้นกรณีที่มีอันดับฮาร์โมนิกเป็น  $m=3k+1$  และ  $n=3k+1$  ยกตัวอย่างเช่น ฮาร์โมนิกอันดับ 1 (ความถี่มูลฐาน) อันดับ 4 อันดับ 7 อันดับ 10 เป็นต้น ค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสลบจะเกิดขึ้นกรณีที่มีอันดับฮาร์โมนิกเป็น  $m=3k+2$  และ  $n=3k+2$  ยกตัวอย่างเช่น ฮาร์โมนิกอันดับ 2 อันดับ 5 อันดับ 8 อันดับ 11 เป็นต้น และค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์จะเกิดขึ้นกรณีที่อันดับฮาร์โมนิกเป็นทรินเพลอร์ฮาร์โมนิก (tripler harmonic) ( $m=3k+3$  และ  $n=3k+3$ ) ยกตัวอย่างเช่น อันดับ 3 อันดับ 6 อันดับ 9 อันดับ 12 เป็นต้น ในกรณีที่ค่าทางไฟฟ้าสามเฟสไม่สมดุล ยกตัวอย่างเช่น ค่าทางไฟฟ้ากรณีที่มีอันดับฮาร์โมนิกเป็น  $m=3k+1$  และ  $n=3k+1$  ไม่สมดุล จะปรากฏค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวก เฟส

ลบ และเฟสศูนย์ เช่นเดียวกันกับ กรณีที่มีอันดับฮาร์มอนิกเป็น  $m=3k+2$  และ  $n=3k+2$  รวมถึง กรณีที่มีอันดับฮาร์มอนิกเป็น  $m=3k+3$  และ  $n=3k+3$

ค่ากำลังไฟฟ้าสำหรับระบบสามเฟสสี่สายในรูปทั่วไป สามารถหาได้จากการแทนสมการที่ (3.4) และ (3.5) ลงในสมการที่ (3.1) ผลเฉลยแสดงได้ ดังสมการที่ (3.6)

$$\left. \begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ p_0 &= \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{p}$ ) ในสมการที่ (3.6) อธิบายได้ ดังสมการที่ (3.7) จากสมการดังกล่าว พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ที่ตรงกัน และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวกทั้งคู่ หรือลำดับเฟสลบทั้งคู่ นอกจากนี้หากผลต่างระหว่างมุมเฟสเลื่อนทั้งสอง ( $w_{+m} - u_{+n}$  และ  $w_{-m} - u_{-n}$ ) เท่ากับ  $90^\circ$  หรือ  $270^\circ$  จะทำให้ค่า  $\bar{p}$  ไม่ปรากฏ

$$\bar{p} = \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} I_{+n} \cos(w_{+m} - u_{+n}) + \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{-m} I_{-n} \cos(w_{-m} - u_{-n}) \quad (3.7)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟสัญญาณสลับ ( $\tilde{p}$ ) ในสมการที่ (3.6) สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ ดังสมการที่ (3.8) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ไม่ตรงกัน และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวกทั้งคู่ หรือลำดับเฟสลบทั้งคู่ นอกจากนี้ค่า  $\tilde{p}$  จะเกิดขึ้นได้อีกเงื่อนไขหนึ่ง คือ ค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  ที่มีความถี่ฮาร์มอนิกใด ๆ และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวก หรือเฟสลบที่แตกต่างกัน

$$\tilde{p} = \left\{ \begin{aligned} &\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} I_{+n} \cos((\tilde{S}_m - \tilde{S}_n)t + w_{+m} - u_{+n}) \right] \\ &+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{-m} I_{-n} \cos((\tilde{S}_m - \tilde{S}_n)t + w_{-m} - u_{-n}) \right] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{+m} I_{-n} \cos((\tilde{S}_m + \tilde{S}_n)t + w_{+m} + u_{-n}) \right] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{-m} I_{+n} \cos((\tilde{S}_m + \tilde{S}_n)t + w_{-m} + u_{+n}) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์สัญญาณตรง ( $\bar{p}_0$ ) ในสมการที่ (3.6) แสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (3.9) ซึ่งพบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ตรงกัน และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์ทั้งคู่ นอกจากนี้หากผลต่างระหว่างมุมเฟสเลื่อน ( $w_{0m} - u_{0n}$ ) เท่ากับ  $90^\circ$  หรือ  $270^\circ$  จะทำให้ค่า  $\bar{p}_0$  ไม่ปรากฏ

$$\bar{p}_0 = \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{0m} I_{0n} \cos(w_{0m} - u_{0n}) \quad (3.9)$$

สมการที่ (3.10) อธิบายค่ากำลังไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์สัญญาณสลับ ( $\tilde{p}_0$ ) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ไม่ตรงกัน และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์ทั้งคู่ หรืออีกเงื่อนไขหนึ่ง คือ ค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกใด ๆ ที่มีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์เกิดขึ้นทั้งคู่

$$\tilde{p}_0 = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{0m} I_{0n} \cos((\tilde{S}_m - \tilde{S}_n)t + w_{0m} - u_{0n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{0m} I_{0n} \cos((\tilde{S}_m + \tilde{S}_n)t + w_{0m} + u_{0n}) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

สมการที่ (3.11) อธิบายค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{q}$ ) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ตรงกัน มีค่าเฟสเลื่อน ( $w_{+m} - u_{+n}$  และ  $w_{-m} - u_{-n}$ ) ที่ต่างกัน และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวกทั้งคู่ หรือลำดับเฟสลบทั้งคู่ หากค่า  $w_{+m} - u_{+n}$  และ  $w_{-m} - u_{-n}$  เท่ากับ  $0^\circ$  หรือ  $180^\circ$  จะทำให้ค่า  $\bar{q}$  ไม่ปรากฏ

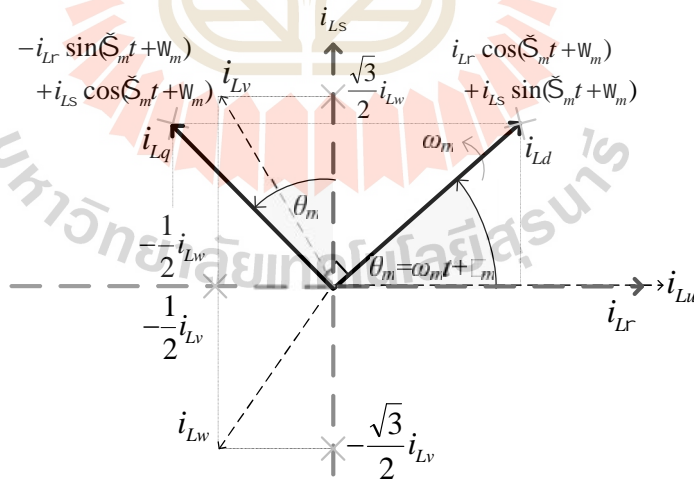
$$\bar{q} = \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} I_{+n} \sin(w_{+m} - u_{+n}) + \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{-m} I_{-n} \sin(w_{-m} - u_{-n}) \quad (3.11)$$

สมการที่ (3.12) อธิบายค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสัญญาณสลับ ( $\tilde{q}$ ) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ไม่ตรงกัน และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวกทั้งคู่ หรือลำดับเฟสลบทั้งคู่ หรืออีกเงื่อนไขหนึ่ง คือ ค่า  $v_{pcc,(uvw)}$  และค่า  $i_{L(uvw)}$  ที่ความถี่ฮาร์มอนิกใด ๆ มีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวก หรือลำดับเฟสลบที่แตกต่างกัน

$$\tilde{q} = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} I_{+n} \sin((\tilde{S}_m - \tilde{S}_n)t + w_{+m} - u_{+n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{-m} I_{-n} \sin((\tilde{S}_m - \tilde{S}_n)t + w_{-m} - u_{-n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{+m} I_{-n} \sin((\tilde{S}_m + \tilde{S}_n)t + w_{+m} + u_{-n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{-m} I_{+n} \sin((\tilde{S}_m + \tilde{S}_n)t + w_{-m} + u_{+n}) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

### 3.3 ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้องกับค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดีคิวศูนย์

เริ่มต้นจากการแปลงค่ากระแสโพลสามเฟส ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}$ ) ให้อยู่บนแกนดีคิวศูนย์ ด้วยกฎการแปลงของปาร์ก (Park's transformation) ดังสมการที่ (3.13) จนกระทั่งได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (3.14) ลักษณะการแปลงแกนของปาร์กแสดงได้ ดังรูปที่ 3.2 โดยที่ ค่ามุมเฟส ( $\theta_m = \tilde{S}_m t + w_m$ ) ถูกหมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ  $\tilde{S}_m$  เรเดียนต่อวินาที ซึ่งเป็นความเร็วเชิงมุมที่เป็นจำนวน  $m$  เท่าของความเร็วพื้นฐาน องค์ประกอบของสมการกระแสไฟฟ้าโพลบนแกนดีคิวศูนย์ ( $i_{Ld}, i_{Lq}, i_{L0}$ ) สามารถอธิบายด้วยสมการที่ (3.14)



รูปที่ 3.2 การแปลงแกนของปาร์ก

ค่า  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$  และ  $i_{L0}$  ที่ปรากฏในสมการที่ (3.14) ประกอบด้วยสองส่วนสำคัญ ได้แก่ ค่ากระแสสัญญาณตรงบนแกนดีคิว ( $\bar{i}_{Ld}, \bar{i}_{Lq}$ ) และค่ากระแสสัญญาณสลับบนแกนดีคิวศูนย์ ( $\tilde{i}_{Ld}$ ,

$\tilde{i}_{Lq}, \tilde{i}_{L0}$ ) ค่า  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$  และ  $i_{L0}$  สามารถอธิบายในรูปแบบสมการทั่วไปที่มีตัวแปรขึ้นอยู่กับค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวก เฟสลบ และเฟสศูนย์ ดังสมการที่ (3.15) ถึง (3.19)

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\tilde{S}_m t + w_m) & \cos(\tilde{S}_m t - \frac{2f}{3} + w_m) & \cos(\tilde{S}_m t + \frac{2f}{3} + w_m) \\ -\sin(\tilde{S}_m t + w_m) & -\sin(\tilde{S}_m t - \frac{2f}{3} + w_m) & -\sin(\tilde{S}_m t + \frac{2f}{3} + w_m) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{Ld} &= \bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \\ i_{Lq} &= \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \\ i_{L0} &= \tilde{i}_{L0} \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

สมการที่ (3.15) อธิบายค่ากระแสไฟฟ้าสัญญาณตรงบนแกนดี ( $\bar{i}_{Ld}$ ) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ตรงกันกับความถี่ฮาร์มอนิกของ  $v_{pcc,(uvw)}$  และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวก นอกจากนี้หากค่า  $u_{+n} - w_m$  เท่ากับ  $0^\circ$  หรือ  $180^\circ$  จะทำให้ค่า  $\bar{i}_{Ld}$  ไม่ปรากฏ

$$\bar{i}_{Ld} = \sum_{m=n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \sin(u_{+n} - w_m) \quad (3.15)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าสัญญาณตรงบนแกนคิว ( $\bar{i}_{Lq}$ ) แสดงได้ ดังสมการที่ (3.16) จากสมการดังกล่าว พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ตรงกันกับความถี่ฮาร์มอนิกของ  $v_{pcc,(uvw)}$  และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสลบ นอกจากนี้หากผลต่างระหว่างมุมเฟสเลื่อนทั้งสองเท่ากับ  $90^\circ$  หรือ  $270^\circ$  จะทำให้ค่า  $\bar{i}_{Lq}$  ไม่ปรากฏ

$$\bar{i}_{Lq} = \sum_{m=n=1}^{\infty} -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \cos(u_{+n} - w_m) \quad (3.16)$$

สมการที่ (3.17) อธิบายค่ากระแสไฟฟ้าสัญญาณสลับบนแกนดี ( $\tilde{i}_{Ld}$ ) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ไม่ตรงกันกับความถี่ฮาร์มอนิกของ  $v_{pcc,(uvw)}$  และมี



คุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวก นอกจากนี้ค่า  $\tilde{i}_{Ld}$  จะเกิดขึ้นได้อีกเงื่อนไขหนึ่ง คือ ค่า  $i_{L(uvw)}$  ที่ความถี่ฮาร์มอนิกใด ๆ และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสลบ

$$\tilde{i}_{Ld} = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \sin((\tilde{S}_n - \tilde{S}_m)t + u_{+n} - w_m) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{-n} \sin((\tilde{S}_n + \tilde{S}_m)t + u_{-n} + w_m) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

สมการที่ (3.18) อธิบายค่ากระแสไฟฟ้าสัญญาณสลับบนแกนคิว ( $\tilde{i}_{Lq}$ ) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกที่ไม่ตรงกันกับความถี่ฮาร์มอนิกของ  $v_{pcc,(uvw)}$  และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวก หรืออีกเงื่อนไขหนึ่ง คือ ค่า  $i_{L(uvw)}$  ที่ความถี่ฮาร์มอนิกใด ๆ และมีคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสลบ

$$\tilde{i}_{Lq} = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \cos((\tilde{S}_n - \tilde{S}_m)t + u_{+n} - w_m) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{-n} \cos((\tilde{S}_n + \tilde{S}_m)t + u_{-n} + w_m) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

สมการที่ (3.19) อธิบายค่ากระแสไฟฟ้าสัญญาณสลับบนแกนศูนย์ ( $\tilde{i}_{L0}$ ) พบว่า ค่าในส่วนนี้จะปรากฏต่อเมื่อค่า  $i_{L(uvw)}$  มีความถี่ฮาร์มอนิกใด ๆ และคุณสมบัติเป็นค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์

$$\tilde{i}_{L0} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{0n} \sin(\tilde{S}_n t + u_{0n}) \quad (3.19)$$

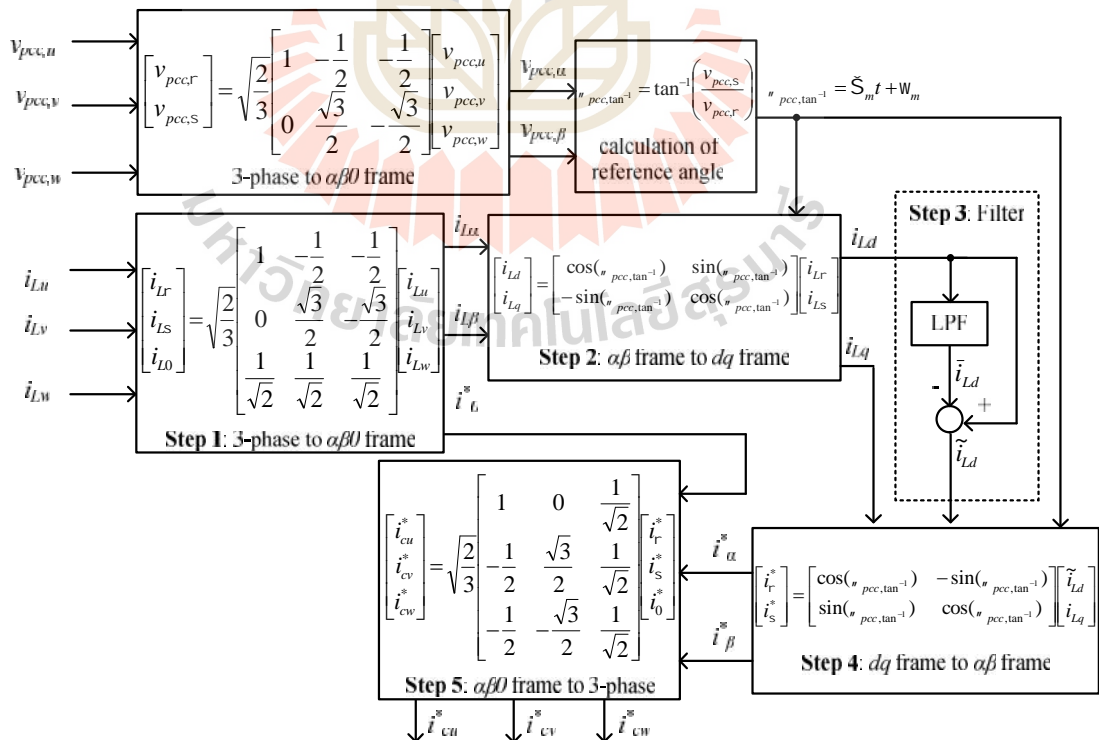
การวิเคราะห์ค่ากำลังไฟฟ้า และค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนคิควศูนย์สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สายอย่างละเอียด ทำให้ทราบว่าค่าแอมพลิจูด มุมเฟส และความถี่ของแรงดันที่จุด PCC และกระแสโหลด ส่งผลต่อการเกิดฮาร์มอนิกในอันดับต่าง ๆ ซึ่งการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 3.2 และ 3.3 มีความสำคัญต่อการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในระบบสามเฟสสี่สาย

### 3.4 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก เป็นกระบวนการหนึ่งของระบบการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อทำหน้าที่คำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุม การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมทั้งหมดห้าวิธี ที่นำเสนอในบทนี้ ประกอบด้วย วิธีการบออ้างอิงซิงโครนัส (Takeda M. and et al., 1988) ต่อไปจะเรียกว่า วิธี SRF วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (Furuhashi T. and et al., 1990) ต่อไปจะเรียกว่า วิธี PQ วิธีซิงโครนัส (Chen C. L. and et al., 1994) ต่อไปจะเรียกว่า วิธี SD วิธีการตัดออกฮาร์มอนิกแบบสมบูรณ์ (Rafiei S. M.-R. and et al., 2001) ต่อไปจะเรียกว่า วิธี PHC และวิธีการบออ้างอิงสามเฟส (Chang G. W. and et al., 2002) ต่อไปจะเรียกว่า วิธี ABC ซึ่งวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกดังกล่าว ได้ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.4.1 ถึง 3.4.5 ตามลำดับ

#### 3.4.1 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการบออ้างอิงซิงโครนัส

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ถูกนำเสนอโดย Takeda และคณะ ในปี ค.ศ. 1998 (Takeda M. and et al., 1998) มีขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ ดังรูปที่ 3.3 โดยรายละเอียดการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$ ,  $i_{cw}^*$ ) เป็นดังนี้



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF

ขั้นตอนที่ 1 ค่า  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ถูกแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์ก ผลจากการแปลงจะได้ค่า  $i_{Lr}$ ,  $i_{Ls}$  และ  $i_{L0}$  ตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 2 ค่า  $i_{Lr}$  และ  $i_{Ls}$  ถูกแปลงให้อยู่บนแกนดีคิว ด้วยกฎการแปลงของปาร์ก โดยที่ค่า  $S_m$  คือ ความเร็วเชิงมุม และค่า  $w_m$  คือ ค่ามุมเฟสเริ่มต้น ซึ่งคำนวณมาจากบล็อก “Calculation of Reference Angle” ดังนั้น กระแสไฟฟ้าที่อยู่บนแกนดีคิว ( $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$ ) จะถูกหมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ 314.16 เรเดียนต่อวินาที (ความถี่มูลฐาน เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์) ผลจากการที่แกนดีคิวหมุนด้วยความเร็วเชิงมุมที่ความถี่มูลฐาน ทำให้สามารถพิจารณาแยกค่า  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  ออกเป็นสองส่วน ได้แก่ ค่าสัญญาณตรง ( $\bar{i}_{Ld}$ ,  $\bar{i}_{Lq}$ ) และค่าสัญญาณสลับ ( $\tilde{i}_{Ld}$ ,  $\tilde{i}_{Lq}$ ) นอกจากนี้ แกนดีคิวมีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับมุมเฟสเริ่มต้นของแรงดันที่จุด PCC ( $w_m$ ) ทำให้สามารถนิยามได้ว่าค่า  $\bar{i}_{Ld}$  และ  $\tilde{i}_{Ld}$  คือ ค่ากระแสแอกทีฟ และค่า  $\bar{i}_{Lq}$  และ  $\tilde{i}_{Lq}$  คือ ค่ากระแสรีแอกทีฟ อีกด้วย

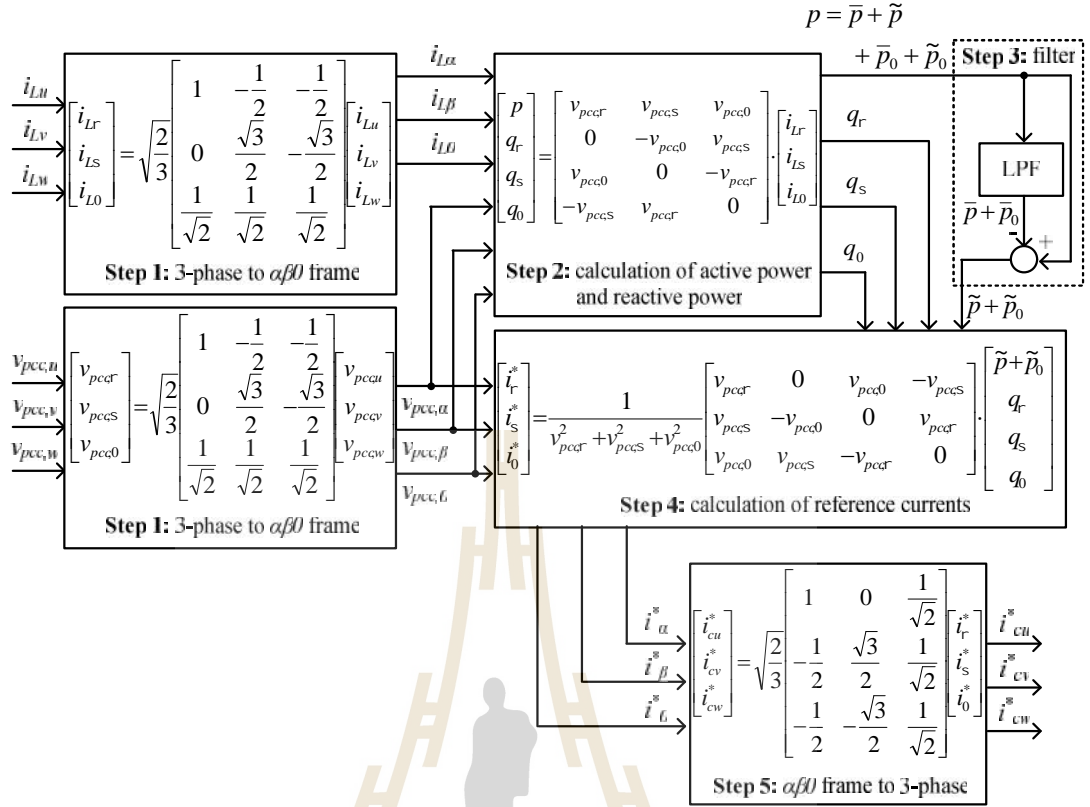
ขั้นตอนที่ 3 แยกค่ากระแสโหลดที่ความถี่มูลฐานออกจากค่ากระแสโหลดที่ความถี่ฮาร์มอนิก โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ (LPF) จากบล็อก “Filter” ในรูปที่ 3.3 ผู้วิจัยได้ออกแบบค่าความถี่ตัดของวงจร LPF ( $f_c$ ) เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ กรณีพิจารณาบนแกนดี พบว่า ค่า  $\bar{i}_{Ld}$  คือ กระแสแอกทีฟที่ความถี่มูลฐาน ค่า  $\tilde{i}_{Ld}$  คือ กระแสแอกทีฟที่ความถี่ฮาร์มอนิก ดังนั้น วงจร LPF จึงถูกนำมาใช้บนแกนดี เพื่อพิจารณาเฉพาะค่า  $\bar{i}_{Ld}$  สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง กรณีพิจารณาบนแกนคิว พบว่า ค่า  $\bar{i}_{Lq}$  คือ กระแสรีแอกทีฟที่ความถี่มูลฐาน และค่า  $\tilde{i}_{Lq}$  คือ กระแสรีแอกทีฟที่ความถี่ฮาร์มอนิก ซึ่งค่าดังกล่าวมีความสำคัญต่อการชดเชยกระแสฮาร์มอนิก และค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟให้กับระบบ ดังนั้น วงจร LPF จึงไม่ถูกพิจารณาใช้ในส่วนนี้

ขั้นตอนที่ 4 ค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว ( $\bar{i}_{Ld}$ ,  $\bar{i}_{Lq}$ ) ถูกแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้า ผลจากการแปลงจะได้ค่ากระแสอ้างอิงบนแกนแอลฟาเบต้า ( $i_r^*$ ,  $i_s^*$ )

ขั้นตอนที่ 5 ค่า  $i_r^*$ ,  $i_s^*$  และ  $i_0^*$  ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณหา  $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$  และ  $i_{cw}^*$  ค่าดังกล่าวถูกนำมาใช้เป็นค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย

### 3.4.2 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ สำหรับระบบสามเฟสสี่สาย ถูกนำเสนอโดย Furuhashi และคณะ ในปี ค.ศ. 1990 (Furuhashi T. and et al., 1990) มีขั้นตอนการคำนวณแสดงได้ ดังรูปที่ 3.4 โดยนำเสนอรายละเอียดการคำนวณ ดังนี้



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ

ขั้นตอนที่ 1 ค่า  $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$ ,  $v_{pcc,w}$  และค่า  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$ ,  $i_{Lw}$  ถูกแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์ก เพื่อใช้ในการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟ ( $p$ ) และค่ากำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ ( $q$ )

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่า  $p$  และ  $q$  ถ้า  $p$  สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ประกอบด้วย เทอมสัญญาณตรง ( $\bar{p}$ ,  $\bar{p}_0$ ) และสลับ ( $\tilde{p}$ ,  $\tilde{p}_0$ ) ดังสมการที่ (3.20) รายละเอียดของค่า  $\bar{p}$ ,  $\tilde{p}$ ,  $\bar{p}_0$  และ  $\tilde{p}_0$  สามารถพิจารณาได้ ตามสมการที่ (3.7) ถึง (3.10) ตามลำดับ การคำนวณค่า  $q$  ในวิธี PQ จะพิจารณาบนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ค่า  $q$  ประกอบด้วย ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟบนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ( $q_r, q_s, q_0$ ) ดังสมการที่ (3.21) โดยที่ ค่า  $q_r$ ,  $q_s$  และ  $q_0$  สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (3.22)

$$p = (\bar{p} + \tilde{p}) + (\bar{p}_0 + \tilde{p}_0) \quad (3.20)$$

$$q = |\mathbf{q}| = \sqrt{q_r^2 + q_s^2 + q_0^2} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} v_{pcc,r} \\ v_{pcc,s} \\ v_{pcc,0} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ i_{Ls} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_r \\ q_s \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{pcc,s} & v_{pcc,0} \\ i_{Ls} & i_{L0} \\ v_{pcc,0} & v_{pcc,r} \\ i_{L0} & i_{Lr} \\ v_{pcc,r} & v_{pcc,s} \\ i_{Lr} & i_{Ls} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

ขั้นตอนที่ 3 วัตถุประสงค์ของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ สำหรับระบบสามเฟสสี่สาย คือ เพื่อต้องการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง ที่ประกอบด้วย ค่ากระแสโหลดฮาร์มอนิก ค่ากระแสโหลดลำดับเฟสศูนย์ และค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสำหรับการชดเชยให้กับระบบไฟฟ้า ดังนั้น ขั้นตอนนี้จึงดำเนินการโดยแยกองค์ประกอบของค่า  $\bar{p}$  ออกจากค่า  $p$  โดยใช้วงจร LPF แสดงได้จากบล็อก “Filter” ดังรูปที่ 3.4 การปรับค่าความถี่ตัดของวงจรกรองผ่านต่ำ ( $f_c$ ) ผู้วิจัยได้กำหนดให้เท่ากับ 50 เฮิรตซ์ ในส่วนของค่า  $q_r$ ,  $q_s$  และ  $q_0$  ไม่ได้ผ่านวงจร LPF ทั้งนี้เพื่อให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสำหรับการชดเชยตามวัตถุประสงค์

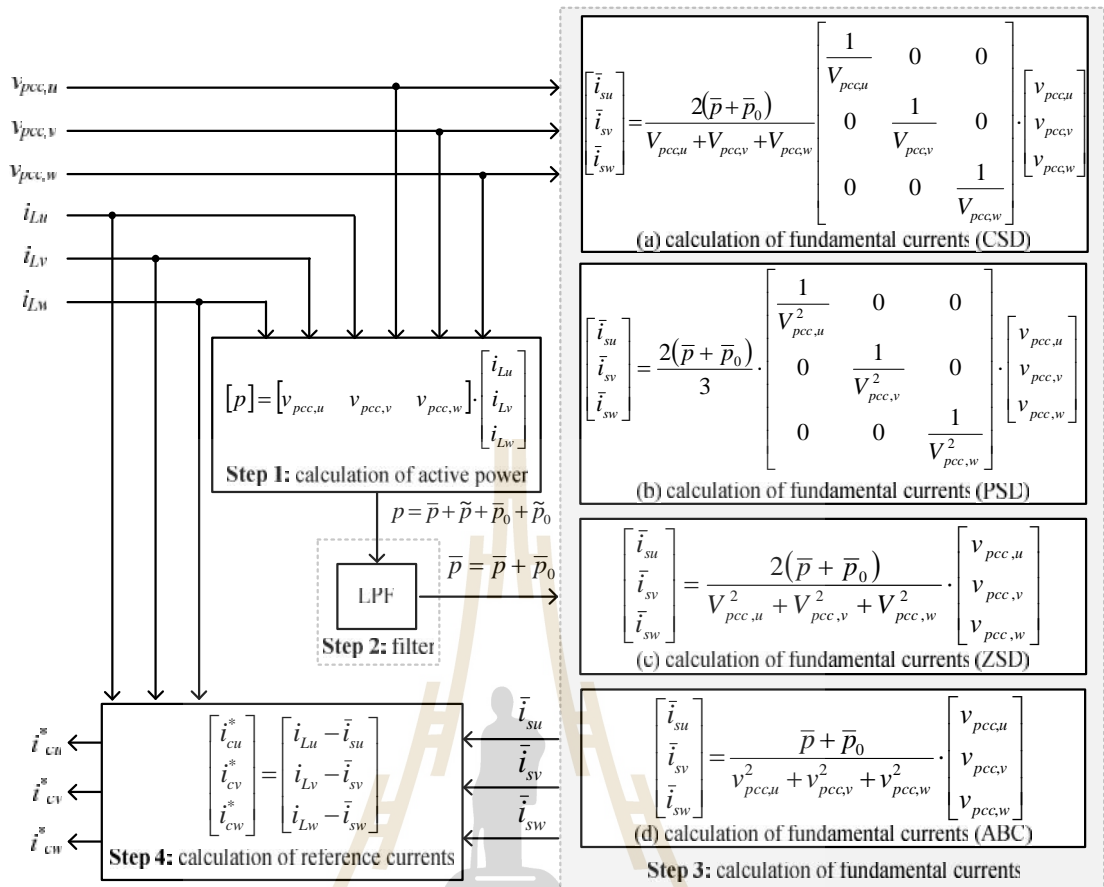
ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ( $i_r^*$ ,  $i_s^*$ ,  $i_0^*$ ) โดยใช้หลักการของเมตริกซ์ผกผันจากขั้นตอนที่ 2

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณค่า  $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$  และ  $i_{cw}^*$  ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์กผกผัน จะได้ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

### 3.4.3 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีซิงโครนัส และวิธีกรอบอ้างอิงสามเฟส

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD ถูกนำเสนอโดย Chen และคณะ ในปี ค.ศ. 1994 (Chen C. L. and et al., 1994) และวิธี ABC ถูกนำเสนอโดย Chang และคณะ ในปี ค.ศ. 2002 (Chang G. W. and et al., 2002) วิธี SD และวิธี ABC ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อเดียวกัน เนื่องจากวิธีการทั้งสอง มีขั้นตอนการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงที่คล้ายคลึงกันแสดงได้ ดังรูปที่ 3.5

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD สามารถแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบ ได้แก่ รูปแบบกระแสไฟฟ้าเท่านั้น หรือเรียกว่าวิธี CSD รูปแบบกำลังไฟฟ้าเท่านั้น หรือเรียกว่าวิธี PSD และรูปแบบอิมพีแดนซ์เท่านั้น หรือเรียกว่าวิธี ZSD จากรูปที่ 3.5 สังเกตได้ว่าวิธี SD และวิธี ABC มีขั้นตอนการคำนวณกระแสอ้างอิงที่เหมือนกัน ซึ่งแตกต่างกันเฉพาะขั้นตอนการคำนวณค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ความถี่มูลฐานบนแกนสามเฟส รายละเอียดการคำนวณทั้งหมดแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD และวิธี ABC

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ( $p$ ) จากสมการในบล็อก “Calculation of Active Power” ค่า  $p$  ประกอบด้วยผลรวมของค่า  $\bar{p}$ ,  $\tilde{p}$ ,  $\bar{p}_0$  และ  $\tilde{p}_0$

ขั้นตอนที่ 2 ดำเนินการพิจารณาเฉพาะค่า  $\bar{p}$  โดยอาศัยวงจร LPF จากบล็อก “Filter” ในรูปที่ 3.5 ทำหน้าที่แยกค่าดังกล่าวออกจากค่า  $p$  ผู้วิจัยกำหนดค่าความถี่ตัดของวงจร LPF ( $f_c$ ) เท่ากับ 50 เฮิรตซ์ การกำหนดค่า  $f_c$  มีผลต่อสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

ขั้นตอนที่ 3 การหาค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ความถี่มูลฐานบนแกนสามเฟส ( $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$ ,  $\bar{i}_{sw}$ ) สามารถคำนวณได้สี่วิธีการได้แก่ วิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD และวิธี ABC ซึ่งจะได้นำเสนอการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ในแต่ละวิธีการตามลำดับ ดังนี้

- การคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ด้วยวิธี CSD

เริ่มต้นจากการตั้งสมมติฐานให้ค่าของกระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย ( $I_{su}, I_{sv}, I_{sw}$ ) เท่ากันทั้งสามเฟสจากความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (3.23)

$$I_{su} = I_{sv} = I_{sw} \quad (3.23)$$

จากนั้นคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าเอกทีฟเฉลี่ยแต่ละเฟส ( $P_{av,k}$ ) ดังสมการที่ (3.24) โดยที่ ตัวแปร  $k$  กำหนดแทนด้วยเฟส  $u, v$  และ  $w$  ตามลำดับ ซึ่งจากสมการดังกล่าวสามารถจัดรูปใหม่ได้ ดังสมการที่ (3.25)

$$P_{av,k} = \frac{I_{sk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{pcc,k}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \cdot I_{sk} \cdot V_{pcc,k} \quad (3.24)$$

$$I_{sk} = \frac{2 \cdot P_{av,u}}{V_{pcc,u}} = \frac{2 \cdot P_{av,v}}{V_{pcc,v}} = \frac{2 \cdot P_{av,w}}{V_{pcc,w}} \quad (3.25)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $P_{av,k}$  กับค่ากำลังไฟฟ้าเอกทีฟเฉลี่ยสัญญาณตรง ( $\bar{P}$ ) แสดงได้ ดังสมการที่ (3.26) จากนั้นจัดรูปสมการดังกล่าว จนกระทั่งได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (3.27) สมการดังกล่าวแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $P_{av,k}$  กับค่า  $\bar{P}$  จากนั้นแทนความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.27) ลงในสมการที่ (3.25) จะได้ผลเฉลยการคำนวณค่า  $\bar{i}_{sk}$  ด้วยวิธี CSD ดังสมการที่ (3.28)

$$\bar{P} = P_{av,u} + P_{av,v} + P_{av,w} = P_{av,u} + \frac{P_{av,u} \cdot V_{pcc,v}}{V_{pcc,u}} + \frac{P_{av,u} \cdot V_{pcc,w}}{V_{pcc,u}} = P_{av,k} \left( \frac{V_{total}}{V_{pcc,k}} \right) \quad (3.26)$$

$$P_{av,k} = \frac{\bar{P} \cdot V_{pcc,k}}{V_{total}} \quad (3.27)$$

โดยที่  $V_{pcc,(uvw)}$  คือ ค่าของแรงดันที่จุด PCC บนแกนสามเฟส  
 $V_{total}$  คือ ผลรวมของค่าของแรงดันที่จุด PCC

$$\bar{i}_{sk} = \frac{2 \cdot \bar{P} \cdot v_{pcc,k}}{V_{pcc,k} \cdot V_{total}} \quad (3.28)$$



- การคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ด้วยวิธี PSD

เริ่มต้นจากการตั้งสมมติฐานให้ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟเฉลี่ยภายหลังการชดเชยในแต่ละเฟส ( $P_{av,k}$ ) มีค่าเท่ากันจะได้ความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (3.29) จากนั้นอ้างอิงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $I_{sk}$  กับค่า  $P_{av,k}$  ในสมการที่ (3.25) จนกระทั่งสามารถจัดรูปเป็นผลเฉลยการคำนวณค่า  $\bar{i}_{sk}$  ด้วยวิธี PSD ดังสมการที่ (3.30)

$$P_{av,u} = P_{av,v} = P_{av,w} = \frac{\bar{P}}{3} \quad (3.29)$$

$$\bar{i}_{sk} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\bar{P} \cdot v_{pcc,k}}{V_{pcc,k}^2} \quad (3.30)$$

- การคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ด้วยวิธี ZSD

เริ่มต้นการตั้งสมมติฐานให้ ค่าอิมพีแดนซ์ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากันทั้งสามเฟส ดังสมการที่ (3.31) จากนั้นแทนสมมติฐานดังกล่าวในสมการที่ (3.25) จนกระทั่งได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (3.32)

$$Z_u = Z_v = Z_w \quad (3.31)$$

$$|Z| = \frac{V_{pcc,u}^2}{2 \cdot P_{av,u}} = \frac{V_{pcc,v}^2}{2 \cdot P_{av,v}} = \frac{V_{pcc,w}^2}{2 \cdot P_{av,w}} \quad (3.32)$$

สมการที่ (3.32) คือ สมการความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของค่าอิมพีแดนซ์ ( $|Z|$ ) กับค่า  $P_{av,k}$  จากนั้นแทนความสัมพันธ์ของสมการที่ (3.26) จะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (3.33) และได้สมการการคำนวณค่า  $\bar{i}_{sk}$  ด้วยวิธี ZSD ดังสมการที่ (3.34)

$$|Z| = \frac{V_{pcc,k}}{I_{sk}} = \frac{V_{pcc,u}^2 + V_{pcc,v}^2 + V_{pcc,w}^2}{2 \cdot \bar{P}} \quad (3.33)$$

$$\bar{i}_{sk} = \frac{2 \cdot \bar{P} \cdot v_{pcc,k}}{V_{pcc,u}^2 + V_{pcc,v}^2 + V_{pcc,w}^2} \quad (3.34)$$

- การคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ด้วยวิธี ABC

สมการการคำนวณค่า  $\bar{i}_{sk}$  ได้ถูกนำเสนอโดย Furuhashi และคณะ ในปี 1990 (Furuhashi et al, 1990) รายละเอียดการพิสูจน์เพื่อให้ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (3.35) สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากบทความวิจัย ซึ่งผู้วิจัยในแนบไว้ให้ในรายการอ้างอิง

$$\bar{i}_{sk} = \frac{\bar{P} \cdot v_{pcc,k}}{v_{pcc,u}^2 + v_{pcc,v}^2 + v_{pcc,w}^2} \quad (3.35)$$

ขั้นตอนที่ 4 จากการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ตามแต่ละวิธีการที่นำเสนอไว้ในขั้นตอนที่ 3 การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับวงจรรอกกำลังแยกทีฟในแต่ละเฟส ( $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$ ,  $i_{cw}^*$ ) แสดงได้ ดังสมการที่ (3.36)

$$i_{ck}^* = i_{Lk} - \bar{i}_{sk} \quad (3.36)$$

#### 3.4.4 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตัดออกฮาร์มอนิกแบบสมบูรณ์

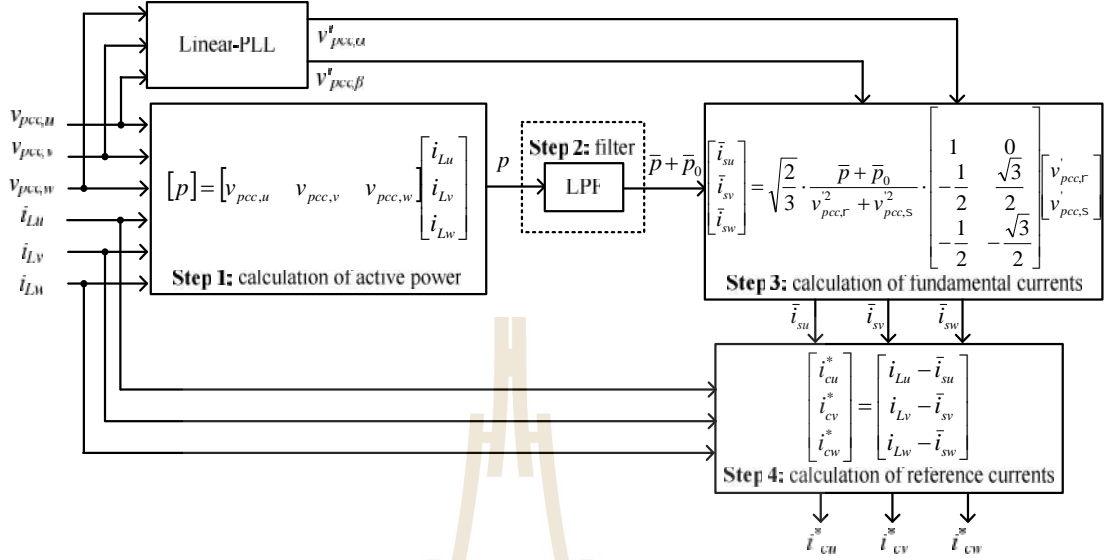
การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PHC ถูกนำเสนอโดย Rafiei และคณะ ในปี ค.ศ. 2001 (Rafiei S. M.-R. and et al., 2001) แผนภาพการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีดังกล่าว แสดงได้ ดังรูปที่ 3.6 รายละเอียดวิธีการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงอธิบายได้ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแยกทีฟ ( $p$ ) เช่นเดียวกับวิธี SD และวิธี ABC ซึ่งค่า  $p$  จะประกอบด้วย ค่า  $\bar{p}$ ,  $\tilde{p}$ ,  $\bar{p}_0$  และ  $\tilde{p}_0$  สมการการคำนวณค่าดังกล่าว ถูกแสดงได้ตามสมการที่ (3.7) ถึง (3.10) ตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 2 ดำเนินการแยกค่า  $\tilde{p}$  และ  $\tilde{p}_0$  ออกจากค่า  $\bar{p}$  และ  $\bar{p}_0$  โดยอาศัยวงจร LPF ตามบล็อก “Filter” ในรูปที่ 3.6

ขั้นตอนที่ 3 หาค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ความถี่มูลฐานบนแกนสามเฟส ( $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$ ,  $\bar{i}_{sw}$ ) เริ่มต้นจากสมการในทฤษฎี PQ ดังสมการที่ (3.37) การคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ของวิธี PHC จะพิจารณาเฉพาะค่า  $\bar{p}$  และ  $\bar{p}_0$  เท่านั้น ดังนั้น สมการที่ (3.37) สามารถเขียนได้ใหม่ ดังสมการที่ (3.38) ในสมการดังกล่าวมีการนำค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC บนแกนแอลฟาเบต้า ( $v'_{pcc,r}$ ,  $v'_{pcc,s}$ ) มาใช้ในการคำนวณ ซึ่งค่าดังกล่าวคำนวณมาจากวงจรเฟสล็อกรูปแบบเชิงเส้น (Linear

Phase Locked Loop: Linear-PLL) จากนั้นค่า  $\bar{i}_{sr}$  และ  $\bar{i}_{ss}$  ที่ได้จากสมการที่ (3.38) จะถูกแปลงให้อยู่บนแกนสามเฟส จนกระทั่งได้ค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ดังสมการที่ (3.39)



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PHC

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_s \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{pcc,r}^2 + v_{pcc,s}^2} \begin{bmatrix} v_{pcc,r} & v_{pcc,s} \\ v_{pcc,s} & -v_{pcc,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

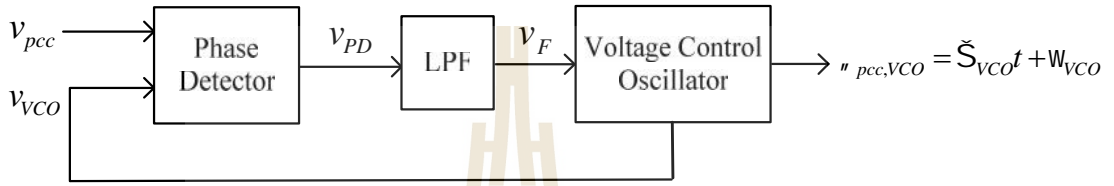
$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{sr} \\ \bar{i}_{ss} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p} + \bar{p}_0}{v_{pcc,r}^2 + v_{pcc,s}^2} \begin{bmatrix} v'_{pcc,r} \\ v'_{pcc,s} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{su} \\ \bar{i}_{sv} \\ \bar{i}_{sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\bar{p} + \bar{p}_0}{v_{pcc,r}^2 + v_{pcc,s}^2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pcc,r} \\ v_{pcc,s} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

โครงสร้างการทำงานของวงจร Linear - PLL ถูกนำเสนอโดย Grebene และคณะในปี ค.ศ. 1969 (Grebene et al, 1969) แผนภาพการทำงานแสดงได้ ดังรูปที่ 3.7

การทำงานของวงจร Linear - PLL จากรูปที่ 3.7 พบว่า ตัวตรวจจับเฟส (Phase Detector) ทำหน้าที่ เปรียบเทียบระหว่างเฟสของค่าแรงดันที่จุด PCC ( $v_{pcc}$ ) กับเฟสของค่าแรงดัน

ที่มาจากวงจรแรงดันควบคุมความถี่ (voltage control oscillator) หรือเรียกว่า วงจร VCO ( $v_{VCO}$ ) การเปรียบเทียบบ้างกล่าวเพื่อให้ได้ค่าแรงดัน  $v_{PD}$  ค่า  $v_{PD}$  จะถูกป้อนให้กับวงจร LPF เพื่อทำหน้าที่ปรับค่า  $v_{PD}$  ให้คงที่ จนกระทั่งได้ค่า  $v_F$  สำหรับเป็นค่าอินพุตให้กับวงจร VCO วงจรดังกล่าว ทำหน้าที่ ควบคุมเฟสของค่า  $v_F$  ให้ได้เป็นระดับเดียวกับเฟสของค่า  $v_{pcc}$  จากนั้นวงจร VCO จะสร้างสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งก็คือ ค่า  $v_{VCO}$  ให้กับตัวตรวจจับเฟสอีกครั้ง เพื่อให้ตัวตรวจจับเฟส ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสต่อไป รายละเอียดการทำงานในแต่ละส่วนอธิบายได้ ดังนี้



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจร Linear-PLL

- การทำงานของตัวตรวจจับเฟส (phase detector)

ค่าที่ถูกพิจารณาเพื่อเปรียบเทียบ ได้แก่ ค่า  $v_{pcc}$  ดังสมการที่ (3.40) และค่า  $v_{VCO}$  ดังสมการที่ (3.41)

$$v_{pcc}(t) = V_{pcc} \sin(\tilde{S}_{pcc}t + W_{pcc}) \quad (3.40)$$

$$v_{VCO}(t) = V_{VCO} \sin(\tilde{S}_{VCO}t + W_{VCO}) \quad (3.41)$$

จากนั้นคำนวณหาค่า  $v_{PD}$  ด้วยการคูณค่า  $v_{pcc}$  กับค่า  $v_{VCO}$  ดังสมการที่ (3.42) จากสมการที่ (3.42) ใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติ ดังสมการที่ (3.43) จะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (3.44) วัตถุประสงค์ของวงจรเฟสล็อกแบบเชิงเส้น คือ ต้องการให้ค่า  $\tilde{S}_{pcc}$  เท่ากับค่า  $\tilde{S}_{VCO}$  ดังนั้น จากข้อกำหนดนี้ ทำให้สมการที่ (3.44) สามารถเขียนใหม่ได้ ดังสมการที่ (3.45) จากสมการที่ (3.45) สังเกตได้ว่า ค่า  $v_{PD}$  ประกอบด้วย ค่าแรงดันสัญญาณตรง ( $\bar{v}_{PD}$ ) และแรงดันสัญญาณสลับ ( $\tilde{v}_{PD}$ )

$$v_{PD}(t) = v_{pcc}(t) \cdot v_{VCO}(t) = V_{pcc} \sin(\tilde{S}_{pcc}t + W_{pcc}) \cdot V_{VCO} \sin(\tilde{S}_{VCO}t + W_{VCO}) \quad (3.42)$$

$$\sin A \cdot \sin B = \frac{1}{2}[-\cos(A+B) + \cos(A-B)] \quad (3.43)$$

$$v_{PD}(t) = \frac{V_{pcc} V_{VCO}}{2} \cdot [-\cos(\tilde{S}_{pcc}t + w_{pcc} + \tilde{S}_{VCO}t + w_{VCO}) + \cos(\tilde{S}_{pcc}t + w_{pcc} - \tilde{S}_{VCO}t - w_{VCO})] \quad (3.44)$$

$$v_{PD}(t) = \frac{V_{pcc} V_{VCO}}{2} \cdot [\overbrace{\cos(w_{pcc} - w_{VCO})}^{\bar{v}_{PD}} - \overbrace{\cos(2\tilde{S}t + w_{pcc} + w_{VCO})}^{\tilde{v}_{PD}}] \quad (3.45)$$

- การทำงานของวงจรกรองผ่านต่ำ (low pass filter)

วงจร LPF ทำหน้าที่ แยกค่า  $\tilde{v}_{PD}$  ออกจากค่า  $\bar{v}_{PD}$  ดังนั้น จะได้ค่า  $v_F$  ดังสมการที่ (3.46) จากนั้นนำค่าดังกล่าวป้อนเป็นค่าอินพุตให้กับวงจร VCO ในเบื้องต้นผู้วิจัยกำหนดความถี่ตัดผ่านของวงจร LPF เท่ากับ 5 เฮิร์ตซ์

$$v_F(t) = \frac{V_{pcc} V_{VCO}}{2} \cdot \cos(w_{pcc} - w_{VCO}) \quad (3.46)$$

- การทำงานของวงจรแรงดันควบคุมความถี่ (voltage control oscillator)

วงจร VCO ทำหน้าที่ สร้างค่าแรงดันป้อนกลับ ( $v_{VCO}$ ) ค่าพารามิเตอร์ของวงจร VCO ประกอบด้วย ค่าแอมพลิจูดของวงจร VCO ( $V_{VCO}$ ) กำหนดให้เท่ากับ 1 ค่าความเร็วเชิงมุมอิสระ ( $\tilde{S}_{VCO}$ ) กำหนดค่าเริ่มต้น เท่ากับ 314.16 เรเดียนต่อวินาที และค่ามุมเฟสอิสระ ( $w_{VCO}$ ) กำหนดค่าเริ่มต้น เท่ากับ 1.57 เรเดียน เมื่อค่า  $v_F$  มีการเปลี่ยนแปลงไป ค่า  $\mu_{pcc,VCO}$  จะถูกปรับเปลี่ยน ดังสมการที่ (3.47) โดยที่ค่า  $k_c$  ในสมการดังกล่าว คือ ค่าความไวอินพุตของวงจร VCO (VCO input sensitivity) โดยมีหน่วยเป็น เฮิร์ตซ์ต่อโวลต์ ซึ่งกำหนดให้ เท่ากับ 0.25 เฮิร์ตซ์ต่อโวลต์ การคำนวณในขั้นตอนนี้จะได้อ่า  $\mu_{pcc,VCO}$  สำหรับแทนลงในสมการที่ (3.41) เพื่อจะได้ค่า  $v_{VCO}$  ค่าใหม่จากนั้นค่า  $v_{VCO}$  ที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับค่า  $v_{pcc}$  และใช้กลไกการทำงานของวงจร Linear - PLL ที่ได้นำเสนอมาแล้วข้างต้น เพื่อปรับค่า  $\mu_{pcc,VCO}$  ให้ใกล้เคียงกับค่า  $\mu_{pcc}$  ค่า  $\mu_{pcc,VCO}$  จากวงจร Linear - PLL จะถูกนำไปใช้คำนวณหาค่าแรงดันลำดับเฟสวบกบนแกนแอลฟา เบต้า ( $v'_{pcc,r}$ ,  $v'_{pcc,s}$ ) ดังสมการที่ (3.48) และ (3.49) ตามลำดับ

$$\mu_{pcc,VCO} = \tilde{S}_{VCO}t + w_{VCO} = (2fk_c) \cdot \int_0^t v_F(t) dt \quad (3.47)$$

$$v'_{pcc,r} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\tilde{S}_{vco}t + w_{vco}) \quad (3.48)$$

$$v'_{pcc,s} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \cos(\tilde{S}_{vco}t + w_{vco}) \quad (3.49)$$

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่า  $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$  และ  $i_{cw}^*$  คำนวณค่าดังกล่าวสามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับวิธี ABC วิธี CSD วิธี PSD และวิธี ZSD ตามสมการที่ (3.36) เพื่อใช้เป็นค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟต่อไป

### 3.5 สรุป

บทนี้นำเสนอทฤษฎีบทค่ากำลังไฟฟ้า และค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดิกิวศูนย์ ทฤษฎีบททั้งสองเป็นการศึกษาค่าทางไฟฟ้าพื้นฐานสำหรับการทำความเข้าใจวิธีระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก การศึกษาทฤษฎีบทดังกล่าว พบว่า สมการต่าง ๆ ที่ถูกนำเสนอสามารถใช้อธิบายความสัมพันธ์ของค่าทางไฟฟ้าที่พิจารณาผลของฮาร์มอนิก นอกจากนี้สมการดังกล่าวมีความเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับใช้วิเคราะห์ในระบบสามเฟสสี่สาย การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมทั้งห้าวิธีที่นำเสนอในบทนี้ ได้แก่ วิธี SRF วิธี PQ วิธี SD วิธี ABC และวิธี PHC มีขั้นตอนการดำเนินงานที่แตกต่างกัน วิธีการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของแต่ละวิธีการ สามารถอธิบายได้ด้วยทฤษฎีบทที่กล่าวถึงในข้างต้น อย่างไรก็ตาม การทดสอบสมรรถนะ และการพัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะได้นำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป

## บทที่ 4

### การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่สำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ในระบบไม้อุดมคติ

#### 4.1 บทนำ

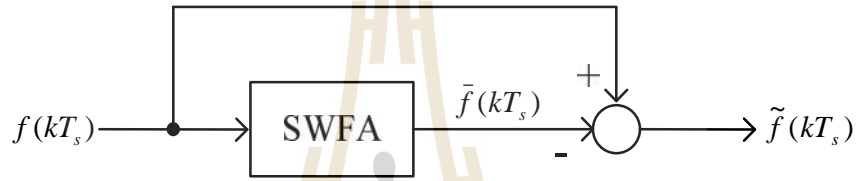
ระบบไม้อุดมคติที่กล่าวถึงในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ พิจารณาเป็นสองรูปแบบ รูปแบบที่หนึ่ง คือ แหล่งจ่ายมีลักษณะรูปสัญญาณผิ่เปลี่ยนไปจากรูปไซน์ และไม่สมดุล รูปแบบที่สอง คือ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล กรณีนี้ส่งผลให้กระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะรูปสัญญาณผิ่เปลี่ยนไปจากรูปไซน์ และไม่สมดุล การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมในระบบไม้อุดมคติ ส่งผลให้การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย มีความผิดพลาดไปจากค่ากระแสอ้างอิงที่ควรจะเป็น เมื่อการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงไม่ถูกต้อง จะส่งผลเสียต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ ด้วยเหตุนี้ การวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis) (EI - Habrouk et al., 2001) หรือเรียกว่าวิธี SWFA และตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวกมูลฐาน (Positive Sequence Voltage Detector) (Akagi et al., 2007) หรือเรียกว่าวิธี PSVD จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม นอกจากนี้ ผลการทดสอบ และการเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกได้ถูกนำเสนอไว้ในบทนี้ โดยยืนยันผลผ่านการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังในโปรแกรม MATLAB

#### 4.2 หลักการวิธีฟูริเยร์ในส่วนของวงจรกรองความถี่

การแยกค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิกออกจากค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานด้วยวิธี SWFA แสดงได้ ดังรูปที่ 4.1 วิธีดังกล่าวมีแนวคิดจากการพิจารณาค่าทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณรายคาบ ( $f(kT_s)$ ) ซึ่งอธิบายได้ด้วยสมการของอนุกรมฟูริเยร์ ดังสมการที่ (4.1) สังเกตได้ว่า สมการดังกล่าวมีองค์ประกอบสองเทอม คือ ค่าทางไฟฟ้าสัญญาณตรง ( $\bar{f}$ ) และค่าทางไฟฟ้าสัญญาณสลับ ( $\tilde{f}(kT_s)$ ) โดยที่ ค่าทางไฟฟ้าทั้งสองเทอมนั้นสามารถนิยามได้สองรูปแบบ ได้แก่ การนิยามเป็นค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ( $p + p_0$ ) ดังสมการที่ (4.2) และการนิยามเป็นค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดี ( $i_{Ld}$ )



ดังสมการที่ (4.3) สมการทั้งสองถูกอธิบายอยู่ในรูปของสัญญาณรายคาบ ค่า  $p(kT_s) + p_0(kT_s)$  ในสมการที่ (4.2) ประกอบด้วย ค่ากำลังไฟฟ้าแอทฟลสัญญาณตรง ( $\bar{p} + \bar{p}_0$ ) และค่ากำลังไฟฟ้าแอทฟลสัญญาณสลับ ( $\tilde{p}(kT_s) + \tilde{p}_0(kT_s)$ ) ค่า  $i_{Ld}$  ในสมการที่ (4.3) ประกอบด้วย ค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดีสัญญาณตรง ( $\bar{i}_{Ld}$ ) และค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดีสัญญาณสลับ ( $\tilde{i}_{Ld}(kT_s)$ ) การวิเคราะห์สมการของค่า  $p(kT_s) + p_0(kT_s)$  และค่า  $i_{Ld}(kT_s)$  มีที่มาจากสมการที่ (3.6) และ (3.14) ในบทที่ 3 ซึ่งพบว่า ค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานจะมีลักษณะเป็นสัญญาณตรง และค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์โมนิกจะมีลักษณะเป็นสัญญาณสลับ ดังนั้น วัตถุประสงค์การคำนวณด้วยวิธี SWFA สามารถนำไปใช้ได้สองแนวทาง ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การใช้งานวงจรกรองแบบ SWFA

$$f(kT_s) = \frac{\bar{A}_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \{A_h \cos(\tilde{S}_h kT) + B_h \sin(\tilde{S}_h kT)\} \quad (4.1)$$

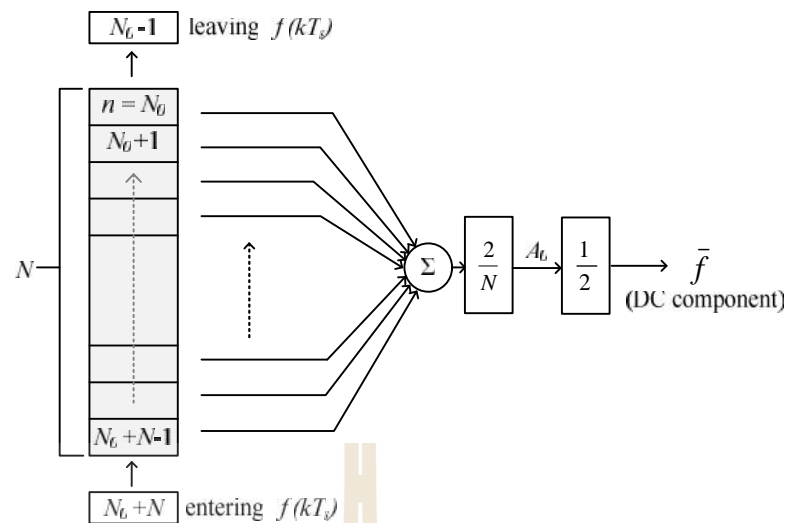
แนวทางแรก คือ การคำนวณค่าทางไฟฟ้าสัญญาณตรง ( $\bar{p} + \bar{p}_0, \bar{i}_{Ld}$ ) และแนวทางที่สอง คือ การคำนวณค่าทางไฟฟ้าสัญญาณสลับ ( $\tilde{p}(kT_s) + \tilde{p}_0(kT_s), \tilde{i}_{Ld}(kT_s)$ ) โดยการนำค่า  $\bar{p} + \bar{p}_0$  หรือ  $\bar{i}_{Ld}$  ที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี SWFA มาหักลบกับค่า  $p(kT_s) + p_0(kT_s)$  หรือ  $i_{Ld}(kT_s)$  ซึ่งการใช้งานทั้งสองแนวทางขึ้นอยู่กับวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกในแต่ละวิธีการ เพื่อให้ได้ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยให้กับระบบ

การคำนวณค่า  $\tilde{f}(\bar{p} + \bar{p}_0, \bar{i}_{Ld})$  ด้วยวิธี SWFA แสดงแผนภาพได้ ดังรูปที่ 4.2 กระบวนการคำนวณของวิธี SWFA เริ่มต้นจากการเก็บค่าทางไฟฟ้ามาหนึ่งคาบ ( $T_s$ ) ซึ่งมีจำนวนข้อมูล  $N$  จุด เพื่อคำนวณค่า  $\tilde{f}$  ดังสมการที่ (4.4) โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์  $A_0$  คำนวณได้จากสมการที่ (4.5) เมื่อเก็บค่าทางไฟฟ้าได้จำนวน  $N$  ข้อมูล (ครบหนึ่งคาบ) จะดำเนินการคำนวณค่า  $\tilde{f}$  มาใช้เพื่อหักลบออกจากค่า  $f(kT_s)$  จะได้ค่า  $\tilde{f}(kT_s)$  ที่พิจารณาเฉพาะความถี่ฮาร์โมนิก การคำนวณใน

รอบถัดไปจะทำการดึงค่า  $N_0$  ออกจากชุดข้อมูล  $N$  เป็น  $N_0 - 1$  ในขณะเดียวกันจะรับข้อมูล  $N_0 + N$  จากชุดข้อมูล  $f(kT_s)$  ค่าใหม่มาอยู่ในชุดข้อมูล  $N$  เป็น  $N_0 + N - 1$  เพื่อคำนวณค่า สัมประสิทธิ์  $A_0$  ค่าใหม่เป็น  $(A_0^{(new)})$  ดังสมการที่ (4.6) โดยที่  $A_0^{(old)}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณในรอบก่อนหน้านี้ ส่งผลให้การรับค่า  $f(kT_s)$  ในแต่ละครั้งจะได้ชุดข้อมูล  $\bar{f}$  ใหม่เสมอ รูปแบบการคำนวณในลักษณะข้างต้นนี้ จะได้ค่า  $\bar{f}$  หรือค่า  $\tilde{f}(kT_s)$  สำหรับใช้ในกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกต่อไป

$$\begin{aligned}
 & \text{DC component : } \bar{p} + \bar{p}_0 \\
 & p(kT_s) + p_0(kT_s) = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} I_{+n} \cos(w_{+m} - u_{+n}) + \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{-m} I_{-n} \cos(w_{-m} - u_{-n}) \\ & + \sum_{m=n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{0m} I_{0n} \cos(w_{0m} - u_{0n}) \end{aligned} \right\} \\
 & \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} I_{+n} \cos((\check{S}_m - \check{S}_n)kT_s + w_{+m} - u_{+n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{-m} I_{-n} \cos((\check{S}_m - \check{S}_n)kT_s + w_{-m} - u_{-n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{+m} I_{-n} \cos((\check{S}_m + \check{S}_n)kT_s + w_{+m} + u_{-n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{-m} I_{+n} \cos((\check{S}_m + \check{S}_n)kT_s + w_{-m} + u_{+n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{3}{2} V_{0m} I_{0n} \cos((\check{S}_m - \check{S}_n)kT_s + w_{0m} - u_{0n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{0m} I_{0n} \cos((\check{S}_m + \check{S}_n)kT_s + w_{0m} + u_{0n}) \right] \end{aligned} \right\} \quad \text{AC component : } \tilde{p}(kT_s) + \tilde{p}_0(kT_s)
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{DC component : } \bar{i}_{Ld} \quad \quad \quad \text{AC component : } \tilde{i}_{Ld}(kT_s) \\
 & i_{Ld}(kT_s) = \sum_{m=n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \sin(u_{+n} - w_m) + \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{+n} \sin((\check{S}_n - \check{S}_m)kT_s + u_{+n} - w_m) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_{-n} \sin((\check{S}_n + \check{S}_m)kT_s + u_{-n} + w_m) \right] \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$



รูปที่ 4.2 การคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ และค่าทางไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐาน

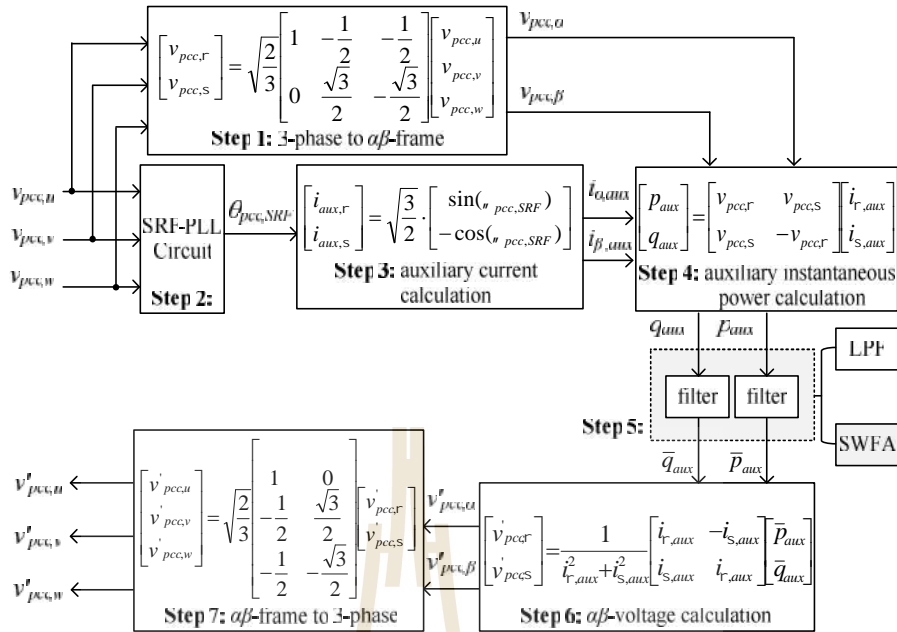
$$\bar{f} = \frac{A_0}{2} \quad (4.4)$$

$$A_0 = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} f(kT_s) \quad (4.5)$$

$$A_0^{(new)} = A_0^{(old)} - \frac{2}{N} \cdot f[(N_0 - 1)T_s] + \frac{2}{N} \cdot f[(N_0 + N)T_s] \quad (4.6)$$

### 4.3 ตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก

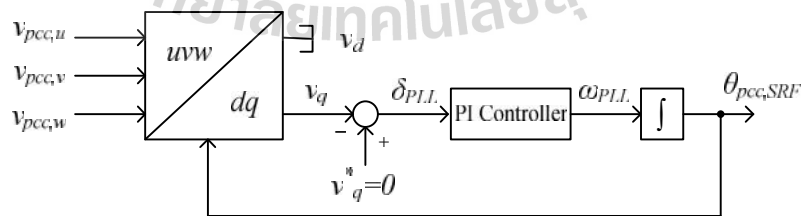
การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก จะยังคงสามารถคำนวณค่ากระแสอ้างอิงได้อย่างถูกต้อง ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ และสมดุล อย่างไรก็ตาม การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ จะเกิดการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงที่ผิดพลาด จนกระทั่งนำไปสู่การกำจัดการฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ไม่สมบูรณ์ ด้วยเหตุนี้ ในปี 1997 Akagi และคณะ จึงได้นำเสนอตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวกมูลฐาน (positive sequence voltage detector) หรือเรียกว่าวิธี PSVD เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว การดำเนินการตรวจจับแรงดันด้วยวิธี PSVD อาศัยพื้นฐานมาจากทฤษฎีที่เรียกว่า dual PQ ซึ่งเป็นทฤษฎีที่ใช้กับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า โครงสร้างการทำงานของ PSVD แสดงได้ ดังรูปที่ 4.3 โดยมีขั้นตอนการดำเนินงาน ดังนี้



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมการตรวจจับแรงดันแบบ PSVD

ขั้นตอนที่ 1 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC บนแกนสามเฟส ( $v_{pcc,u}, v_{pcc,v}, v_{pcc,w}$ ) ถูกแปลงให้อยู่บนแกนแอลฟาเบต้า ( $v_{pcc,\alpha}, v_{pcc,\beta}$ ) ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์คลาร์ก

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่ามุมของแรงดันที่จุด PCC ด้วยวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป ( $\theta_{pcc,SRF}$ ) การตรวจจับแรงดันแบบ PSVD ได้เลือกใช้วงจรเฟสล็อกกลุ๊ปวิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (synchronizing the phase locked loop rotating reference frame) หรือเรียกว่าวงจร SRF-PLL (Kaura et al, 1997) ทำหน้าที่ คำนวณค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  อัลกอริทึมการทำงานของวงจร SRF-PLL แสดงได้ ดังรูปที่ 4.4



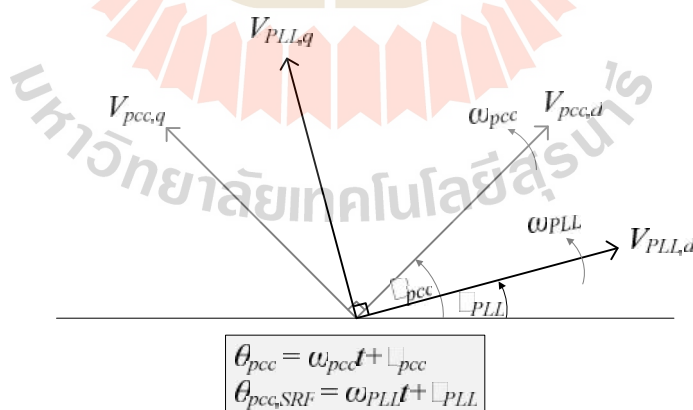
รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจร SRF – PLL

หลักการทำงานของวงจร SRF-PLL อาศัยความเข้าใจจากสมการแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC บนแกนสามเฟส แอลฟาเบต้า และดีคิว ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าแรงดันที่จุด PCC บนแกนอ้างอิงต่าง ๆ

แกน	สมการทางคณิตศาสตร์ของแรงดันที่จุด PCC
สามเฟส	$v_{pcc,u} = V_m \cos(\theta_{pcc}), v_{pcc,v} = V_m \cos(\theta_{pcc} - \frac{2\pi}{3}), v_{pcc,w} = V_m \cos(\theta_{pcc} + \frac{2\pi}{3})$
แอลฟาเบต้า	$v_{pcc,\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\theta_{pcc}), v_{pcc,\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\theta_{pcc})$
ดีคิว	$v_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\theta_{pcc} - \theta_{PLL}), v_q = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\theta_{pcc} - \theta_{PLL})$

จากตารางที่ 4.1 สังเกตได้ว่า มุมเฟสของแรงดันที่จุด PCC ( $\theta_{pcc}$ ) และมุมเฟสของแรงดันที่คำนวณได้จากวงจร SRF-PLL ( $\theta_{pcc,SRF}$ ) มีผลต่อการคำนวณค่าแรงดันบนแกนดีคิว ( $v_d, v_q$ ) เวกเตอร์ของ  $v_{pcc,dq}$  และ  $v_{PLL,dq}$  สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.5 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า เวกเตอร์ของ  $v_{pcc,dq}$  หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ  $\omega_{pcc}$  และมีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ  $\phi_{pcc}$  เวกเตอร์ของ  $v_{PLL,dq}$  หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ  $\omega_{PLL}$  และมีมุมเฟสเริ่มต้น เท่ากับ  $\phi_{PLL}$  วัตถุประสงค์ของวงจร SRF-PLL คือ การควบคุมให้เวกเตอร์  $v_{PLL,dq}$  หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม และมีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับเวกเตอร์  $v_{pcc,dq}$  ซึ่งจะ使得ค่า  $v_d$  และ  $v_q$  มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{\frac{3}{2}} V_m$  และศูนย์ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 แผนภาพเฟสเซอร์ของ  $v_{pcc,dq}$  และ  $v_{PLL,dq}$

แนวคิดการออกแบบวงจร SRF-PLL เพื่อควบคุมค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  ให้ตรงกับ  $\theta_{pcc}$  ของระบบ ซึ่งทำได้สองแนวทาง แนวทางที่หนึ่ง คือ การควบคุมค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  เพื่อให้ได้ค่า  $v_d$  ให้เท่ากับ

$\sqrt{\frac{3}{2}}V_m$  และแนวทางที่สอง คือ การควบคุมค่า  $\omega_{pcc,SRF}$  เพื่อให้ได้ค่า  $v_q$  ให้เท่ากับศูนย์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้การควบคุมค่า  $\omega_{pcc,SRF}$  แนวทางที่สอง เนื่องจากการควบคุมในแนวทางแรก อาจส่งผลกระทบต่อระบบควบคุมได้ หากแรงดันที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักเกิดความไม่สมดุล ระบบควบคุมการทำงานของวงจร SRF-PLL ในรูปที่ 4.4 สามารถอธิบายเป็นขั้นตอน ดังนี้

ขั้นตอนที่ 2.1 นำค่า  $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$  และ  $v_{pcc,w}$  แปลงให้อยู่บนแกนดีคิว ( $v_d, v_q$ ) ด้วยกฎการแปลงเมตริกซ์ปาร์ก โดยใช้ค่ามุม  $\omega_{pcc,SRF}$  ที่ได้มาจากการคำนวณของวงจร SRF-PLL สำหรับการแปลงดังกล่าว

ขั้นตอนที่ 2.2 พิจารณาเฉพาะค่า  $v_q$  เพื่อใช้เปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิง ( $v_q^*$ ) กำหนดให้  $v_q^*$  เท่ากับศูนย์ จากนั้นจะได้ค่าผิดพลาด ( $u_{PLL}$ ) สำหรับป้อนให้กับตัวควบคุมพีไอ

ขั้นตอนที่ 2.3 ตัวควบคุมพีไอ ทำหน้าที่ คำนวณค่าความเร็วเชิงมุม ( $\dot{S}_{PLL}$ ) ให้กับระบบ โดยที่ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอออกแบบด้วยวิธี symmetrical optimum (Leonhard, 1976) ดังสมการที่ (4.7) โดยกำหนดให้ค่า  $\dot{S}_c$  เท่ากับ 773 เรเดียนต่อวินาที กำหนดค่า  $T_s$  เท่ากับ 25 ไมโครวินาที และกำหนดค่า  $|V|$  เท่ากับ  $\sqrt{\frac{3}{2}}V_m$  จะได้ค่า  $K_p$  เท่ากับ 6.30 และค่า  $K_i$  เท่ากับ 94.19

$$G_c = K_p + \frac{K_i}{s} = K_{PLL} + \frac{K_{PLL}}{T_{PLL}} \cdot \frac{1}{s} \quad (4.7)$$

$$\text{โดยที่ } K_{PLL} = \left(\frac{1}{r}\right) \left(\frac{1}{|V|T_s}\right), T_{PLL} = r^2 T_s \text{ และ } r = \frac{1}{\dot{S}_c T_s}$$

ขั้นตอนที่ 2.4 นำค่า  $\dot{S}_{PLL}$  ที่ได้จากตัวควบคุมพีไอมาคำนวณค่า  $\omega_{pcc,SRF}$  โดยอาศัยความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (4.8) ตัวควบคุมพีไอจะปรับค่า  $\dot{S}_{PLL}$  เพื่อให้ค่า  $\omega_{pcc,SRF}$  ที่คำนวณได้จากสมการที่ (4.8) มีความใกล้เคียงกับค่า  $\omega_{pcc}$

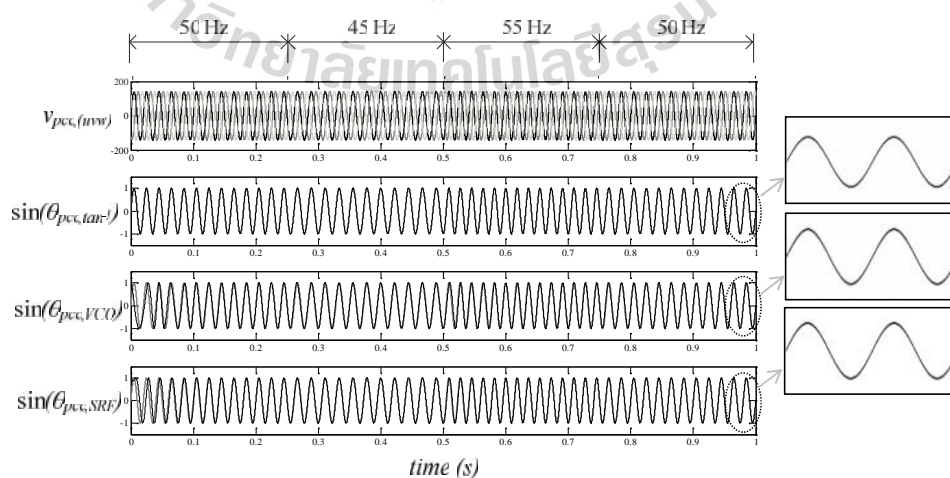
$$\dot{S}_{PLL} = \frac{d\omega_{pcc,SRF}}{dt} \quad (4.8)$$

การทดสอบสมรรถนะของวงจร PLL เป็นส่วนหนึ่งที่ผู้วิจัยได้ทำการศึกษา เพื่อพิจารณาเลือกใช้ให้เหมาะสมกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผลการทดสอบแสดงได้ ดังรูปที่ 4.6 และรูป

ที่ 4.7 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า มีการปรับเปลี่ยนความถี่มูลฐานของ  $v_{pcc,uvw}$  เป็นสามช่วง ได้แก่ จาก 50 เฮิร์ตซ์ เป็น 45 เฮิร์ตซ์ จาก 45 เฮิร์ตซ์ เป็น 55 เฮิร์ตซ์ และจาก 55 เฮิร์ตซ์ เป็น 50 เฮิร์ตซ์ เพื่อทดสอบสมรรถนะการตรวจจับค่ามุมเฟสของระบบ อัลกอริทึมการตรวจจับมุมเฟสที่ได้นำมาเปรียบเทียบสมรรถนะในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีอยู่สามอัลกอริทึม อัลกอริทึมแรก คือ ฟังก์ชัน  $\tan^{-1}$  ซึ่งเป็นวิธีการตรวจจับมุมเฟสดั้งเดิม ( $\theta_{pcc,\tan^{-1}}$ ) อัลกอริทึมที่สอง คือ วงจร Linear-PLL ( $\theta_{pcc,VCO}$ ) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย ขั้นตอนการตรวจจับมุมเฟสของวงจรดังกล่าว ได้ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 3 และอัลกอริทึมที่สาม คือ วงจร SRF-PLL ( $\theta_{pcc,SRF}$ ) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่เหมาะสมกับงานในกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติและไม่อุดมคติ ผลการทดสอบในภาพรวม ดังตารางที่ 4.2 พบว่า วงจร SRF-PLL มีสมรรถนะการตรวจจับค่ามุมเฟสของระบบที่ดีกว่าวงจร Linear-PLL และการคำนวณด้วยฟังก์ชัน  $\tan^{-1}$  ตามลำดับ โดยพิจารณาจากค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน ( $\%U_e$ ) ดังสมการที่ (4.9) นอกจากนี้ วงจร SRF-PLL มีการออกแบบที่ไม่ซับซ้อน และคำนวณค่ามุมเฟสที่ความถี่มูลฐานของระบบได้ถูกต้อง ถึงแม้ว่าพิจารณาอยู่ในสภาวะแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติ และไม่อุดมคติ

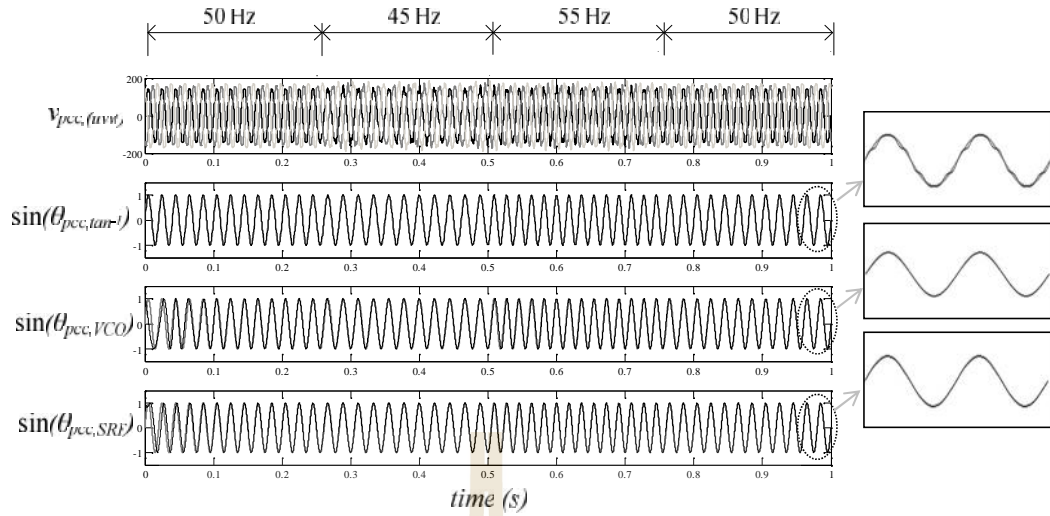
$$\%U_e = \left( \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N |\sin(\theta_{ideal}) - \sin(\theta_{test})|^2}{N}} \right) \times 100 \quad (4.9)$$

โดยที่  $\sin(\theta_{ideal})$  คือ ฟังก์ชันไซน์ที่คำนวณมุม  $\theta$  จากแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติ  
 $\sin(\theta_{test})$  คือ ฟังก์ชันไซน์ที่คำนวณมุมเฟสจากฟังก์ชัน  $\tan^{-1}(\theta_{pcc,\tan^{-1}})$ ,  
 วงจร Linear-PLL ( $\theta_{pcc,VCO}$ ) หรือวิธี SRF-PLL ( $\theta_{pcc,SRF}$ )



รูปที่ 4.6 การทดสอบวงจร PLL กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติ





รูปที่ 4.7 การทดสอบวงจร PLL กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ

ตารางที่ 4.2 สมรรถนะการทดสอบวงจรเฟสล็อก

เทคนิคการคำนวณ มุมเฟส	ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน (% $\epsilon$ )	
	แหล่งจ่ายอุดมคติ	แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ
ฟังก์ชัน $\tan^{-1}$	0.00	5.63
วงจร Linear-PLL	1.90	1.90
วงจร SRF-PLL	0.00	0.82

ขั้นตอนที่ 3 ค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  ที่ได้จากการคำนวณด้วยวงจร SRF-PLL จะถูกนำมาใช้สำหรับการคำนวณค่า  $i_{r,aux}$  และ  $i_{s,aux}$  ดังสมการที่ (4.10) และ (4.11) ตามลำดับ

$$i_{aux,r} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sin(\theta_{pcc,SRF}) \quad (4.10)$$

$$i_{aux,s} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \cos(\theta_{pcc,SRF}) \quad (4.11)$$

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าสับสนุน (auxiliary instantaneous power) ( $p_{aux}, q_{aux}$ ) ค่าดังกล่าวคำนวณมาจากผลคูณระหว่างค่า  $v_{pcc,r}, v_{pcc,s}$  และค่า  $i_{r,aux}, i_{s,aux}$  การคำนวณค่า  $p_{aux}$  และ  $q_{aux}$  แสดงได้ดังบล็อก “auxiliary instantaneous power calculation” ในรูปที่ 4.3

ขั้นตอนที่ 5 แยกองค์ประกอบของค่า  $p_{aux}$  และ  $q_{aux}$  โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการแยกค่ากำลังไฟฟ้าสลับสัญญาณสลับ ( $\tilde{p}_{aux}, \tilde{q}_{aux}$ ) ออกจากค่ากำลังไฟฟ้าสลับสัญญาณตรง ( $\bar{p}_{aux}, \bar{q}_{aux}$ ) โดยใช้วงจรกรอง (Filter) ดังรูปที่ 4.3 จากรูปสังเกตได้ว่า ผู้วิจัยได้เลือกใช้วิธี SWFA มาประยุกต์ใช้กับอัลกอริทึม PSVD แทนการใช้วงจร LPF กระบวนการ SWFA เริ่มต้นจากการพิจารณาค่า  $p_{aux}$  และ  $q_{aux}$  เป็นสัญญาณรายคาบ ( $F(kT_s)$ ) แสดงได้ ดังสมการที่ (4.12) จากนั้นกำหนดให้อัลกอริทึม SWFA คำนวณเฉพาะค่า  $\bar{p}_{aux}$  และ  $\bar{q}_{aux}$  ค่าดังกล่าวคำนวณได้ ดังสมการที่ (4.13) และ (4.14) ตามลำดับ จากขั้นตอนนี้ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสลับสัญญาณที่คำนวณได้ มีเฉพาะค่าทางไฟฟ้าลำดับเฟสบวกเท่านั้น

$$\begin{aligned} &\text{DC components: } \bar{p}_{aux}, \bar{q}_{aux} \\ &F(kT_s) = \frac{A_0}{2} + \underbrace{\sum_{h=1}^{\infty} [A_h \cos(h\tilde{S}kT_s) + B_h \sin(h\tilde{S}kT_s)]}_{\text{AC components: } \tilde{p}_{aux}, \tilde{q}_{aux}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} p_{aux} = &\left( \frac{3}{2} V_{+m} \cos(W_{+m} - W_{PLL}) \right) \Bigg| \text{DC component: } \bar{p}_{aux} \\ &\left( \begin{aligned} &+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} \cos((\tilde{S}_m - \tilde{S}_{PLL})t + W_{+m} - W_{PLL}) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{-m} \cos((\tilde{S}_m + \tilde{S}_{PLL})t + W_{-m} + W_{PLL}) \end{aligned} \right) \Bigg| \text{AC component: } \tilde{p}_{aux} \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} q_{aux} = &\left( \frac{3}{2} V_{+m} \sin(W_{+m} - W_{PLL}) \right) \Bigg| \text{DC component: } \bar{q}_{aux} \\ &\left( \begin{aligned} &+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \frac{3}{2} V_{+m} \sin((\tilde{S}_m - \tilde{S}_{PLL})t + W_{+m} - W_{PLL}) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} -\frac{3}{2} V_{-m} \sin((\tilde{S}_m + \tilde{S}_{PLL})t + W_{-m} + W_{PLL}) \end{aligned} \right) \Bigg| \text{AC component: } \tilde{q}_{aux} \end{aligned} \quad (4.14)$$

ขั้นตอนที่ 6 ค่า  $\bar{p}_{aux}$  และ  $\bar{q}_{aux}$  ถูกใช้สำหรับการคำนวณค่าแรงดันที่จุด PCC อ้างอิงบนแกนแอลฟาเบต้า ( $v'_{pcc,r}, v'_{pcc,s}$ ) ด้วยทฤษฎี dual PQ ทฤษฎีบทดังกล่าวมีที่มาจากทฤษฎีบท PQ ดังสมการที่ (4.15) ดังนั้น ค่า  $v'_{pcc,r}$  และ  $v'_{pcc,s}$  คำนวณได้ ดังสมการที่ (4.16)

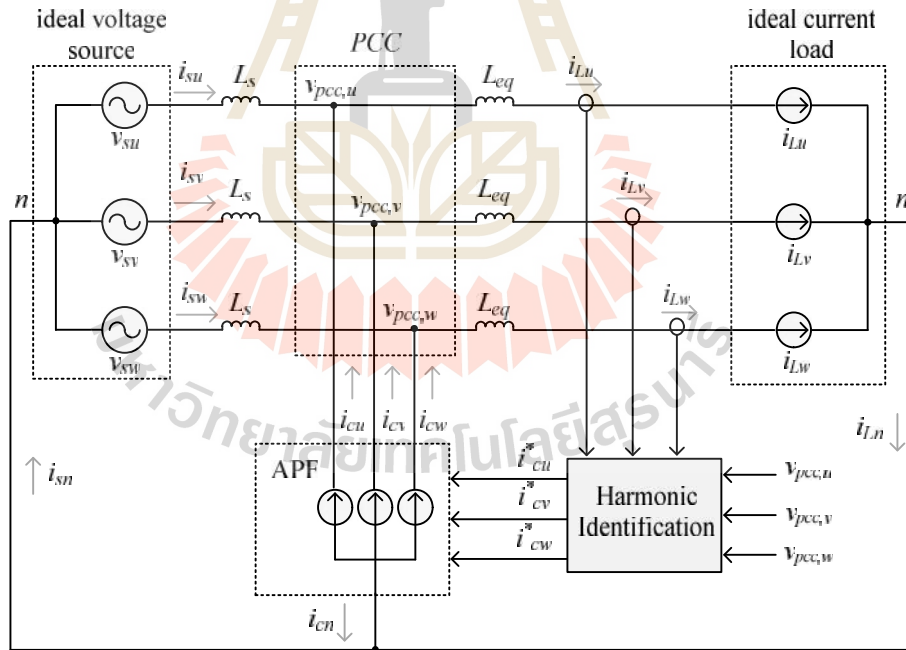
$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_r & i_s \\ -i_s & i_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} v'_{pcc,r} \\ v'_{pcc,s} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{r,aux}^2 + i_{s,aux}^2} \begin{bmatrix} i_{r,aux} & -i_{s,aux} \\ i_{s,aux} & i_{r,aux} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{p}_{aux} \\ \bar{q}_{aux} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณค่าแรงดันที่จุด  $PCC$  ลำดับเฟสบวกบนแกนสามเฟส ( $v'_{pcc,u}, v'_{pcc,v}, v'_{pcc,w}$ ) ด้วยเมตริกซ์คลาร์กผกผัน ค่า  $v'_{pcc,u}, v'_{pcc,v}$  และ  $v'_{pcc,w}$  ที่ได้จะถูกนำไปใช้งานร่วมกับอัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกต่อไป

#### 4.4 ระบบที่พิจารณาสำหรับการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย เพื่อทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกแสดงได้ ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

โครงสร้างวงจรของรูปที่ 4.8 ประกอบด้วย แรงดันที่แหล่งจ่ายสามเฟส ( $v_{su}, v_{sv}, v_{sw}$ ) ที่มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติ ที่สามารถกำหนดค่ายอด ความถี่ และมุมเฟสได้ ต่อร่วมกับตัวเหนี่ยวนำทางด้านแหล่งจ่าย ( $L_s$ ) จุด  $PCC$  ถูกต่อเข้ากับตัวเหนี่ยวนำทางด้านโหลด ( $L_{eq}$ ) และ

โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ตามลำดับ โดยโหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าว มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ ที่สามารถกำหนดค่ายอด ความถี่ และมุมเฟสได้ ระบบที่พิจารณาในช่วงต้นก่อให้เกิดฮาร์มอนิก ด้วยเหตุนี้ อัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก จึงทำหน้าที่คำนวณค่ากระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ ) ให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ

ในบทนี้เป็นการทดสอบเฉพาะสมรรถนะของอัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก โดยไม่พิจารณาผลกระทบในส่วนอื่น ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้วงจรรอกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ เพื่อทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) ให้กับระบบได้อย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้ค่า  $i_{cu}, i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  มีค่าเท่ากับ  $i_{cu}^*, i_{cv}^*$  และ  $i_{cw}^*$  ตามลำดับ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่แหล่งจ่ายกระแสโหลด และกระแสชดเชย ในระบบสามเฟสสี่สายแสดงได้ ดังสมการที่ (4.17)

$$\left. \begin{aligned} i_{su} &= i_{Lu} - i_{cu} \\ i_{sv} &= i_{Lv} - i_{cv} \\ i_{sw} &= i_{Lw} - i_{cw} \\ i_{sn} &= i_{Ln} + i_{cn} \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

จากรูปที่ 4.8 ผู้วิจัยได้กำหนดระบบสำหรับการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก โดยแบ่งออกเป็นสี่ระบบ ดังนี้

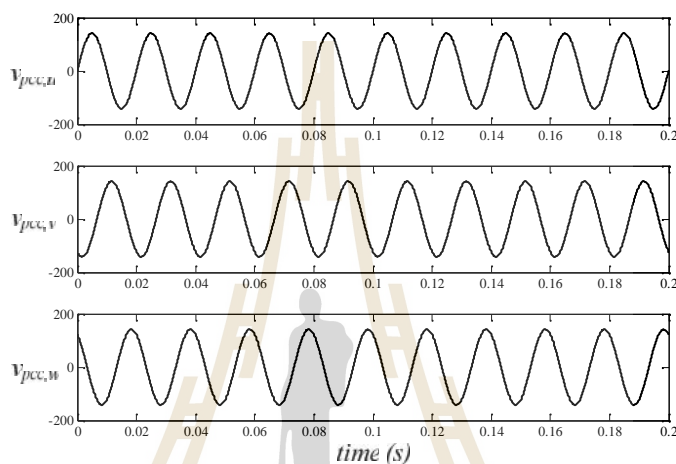
#### 4.4.1 ระบบทดสอบที่ 1

ระบบทดสอบที่ 1 คือ แรงดันที่แหล่งจ่ายถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล แรงดันที่พิจารณาในระบบทดสอบที่ 1 กำหนดให้ มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ และสมดุล รูปสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสแสดงได้ ดังรูปที่ 4.9 สเปกตรัมของ  $v_{su}, v_{sv}$  และ  $v_{sw}$  แสดงได้ ดังรูปที่ 4.10 โดยที่องค์ประกอบของค่า  $v_{su}, v_{sv}$  และ  $v_{sw}$  อธิบายได้ ดังสมการที่ (4.18)

$$\left. \begin{aligned} v_{su} &= 141.4 \sin(\tilde{S}_1 t) \\ v_{sv} &= 141.4 \sin(\tilde{S}_1 t - \frac{2f}{3}) \\ v_{sw} &= 141.4 \sin(\tilde{S}_1 t + \frac{2f}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

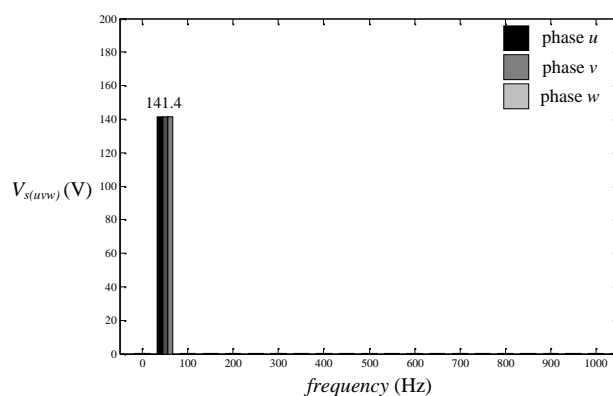
กระแสโหลดที่พิจารณาในระบบทดสอบที่ 1 แสดงได้ ดังรูปที่ 4.11 สเปกตรัมของ  $i_{Lu}, i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  แสดงได้ ดังรูปที่ 4.12 จากรูปดังกล่าวพบว่า กระแสโหลดทั้งสามเฟส

ประกอบด้วย องค์ประกอบที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ (ความถี่มูลฐาน) 250 เฮิร์ตซ์ (ฮาร์มอนิกอันดับ 5) 350 เฮิร์ตซ์ (ฮาร์มอนิกอันดับ 7) 550 เฮิร์ตซ์ (ฮาร์มอนิกอันดับ 11) 650 เฮิร์ตซ์ (ฮาร์มอนิกอันดับ 13) 850 เฮิร์ตซ์ (ฮาร์มอนิกอันดับ 17) และ 950 เฮิร์ตซ์ (ฮาร์มอนิกอันดับ 19) ค่าของ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ในแต่ละอันดับฮาร์มอนิกกำหนดให้มีค่าเท่ากันซึ่งอธิบายได้ ดังสมการที่ (4.19) นอกจากนี้ ค่ามุมเฟสเลื่อนของกระแสโหลด (u) ถูกกำหนดให้ เท่ากับ  $\frac{f}{6}$  เรเดียน

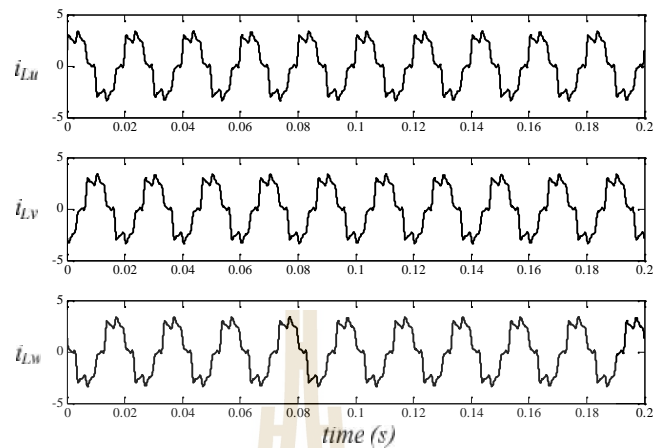


รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 1

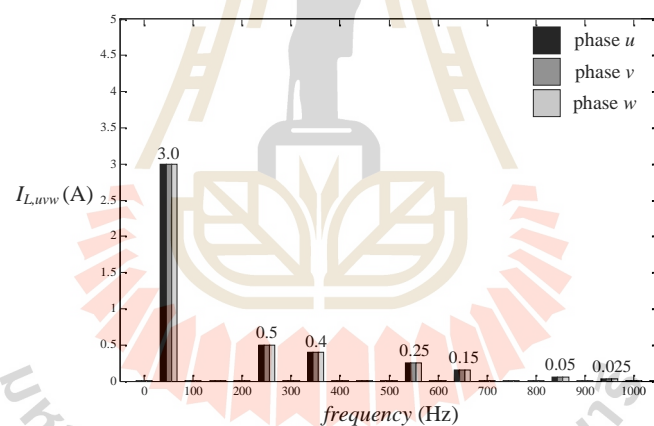
$$\left. \begin{aligned} i_{Lu} &= 3 \sin(\tilde{S}_1 t + \frac{f}{6}) + 0.5 \sin(\tilde{S}_5 t) + 0.4 \sin(\tilde{S}_7 t) + \dots \\ i_{Lv} &= 3 \sin(\tilde{S}_1 t - \frac{2f}{3} + \frac{f}{6}) + 0.5 \sin(\tilde{S}_5 t + \frac{2f}{3}) + 0.4 \sin(\tilde{S}_7 t - \frac{2f}{3}) + \dots \\ i_{Lw} &= 3 \sin(\tilde{S}_1 t + \frac{2f}{3} + \frac{f}{6}) + 0.5 \sin(\tilde{S}_5 t - \frac{2f}{3}) + 0.4 \sin(\tilde{S}_7 t + \frac{2f}{3}) + \dots \end{aligned} \right\} (4.19)$$



รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 1



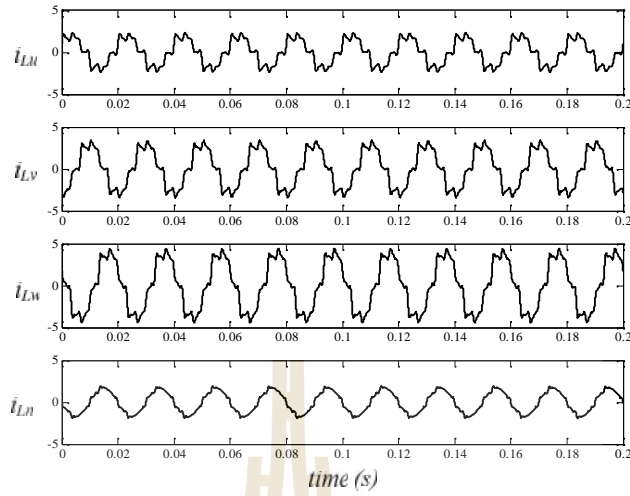
รูปที่ 4.11 รูปสัญญาณกระแสโหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 1



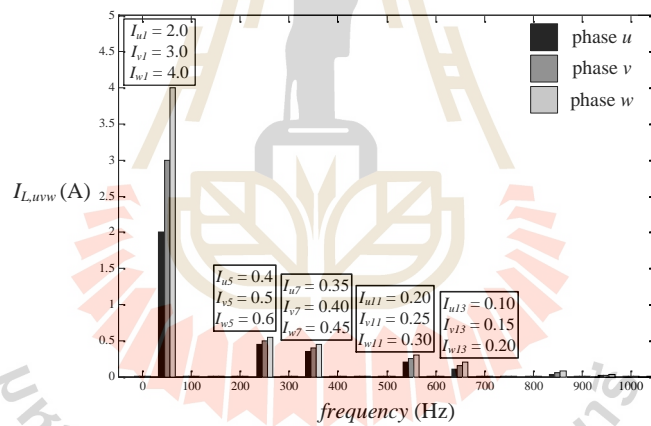
รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของกระแสโหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 1

#### 4.4.2 ระบบทดสอบที่ 2

ระบบทดสอบที่ 2 คือ แรงดันที่แหล่งจ่ายถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ระบบทดสอบที่ 2 ถูกกำหนดให้แรงดันที่แหล่งจ่ายมีลักษณะอุดมคติเช่นเดียวกับระบบทดสอบที่ 1 แต่แตกต่างกันที่กระแสโหลดที่พิจารณา โดยระบบทดสอบนี้มีการกำหนดให้กระแสโหลดมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ และค่าของกระแสโหลดทั้งสามเฟสไม่สมดุล ส่งผลให้เกิดกระแสนิวทรัลทางฝั่งโหลด ( $i_{Ln}$ ) รูปสัญญาณกระแสโหลดดังกล่าวแสดงได้ ดังรูปที่ 4.13 จากรูปดังกล่าว สามารถแสดงสเปกตรัมของกระแสโหลดสามเฟส ดังรูปที่ 4.14 ค่า  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  สามารถอธิบายได้ ดังสมการที่ (4.20) โดยที่ ค่า  $u$  กำหนดให้ เท่ากับ  $\frac{f}{6}$  เเรเดียน



รูปที่ 4.13 รูปสัญญาณกระแสโหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 2



รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของกระแสโหลด สำหรับระบบทดสอบที่ 2

$$\left. \begin{aligned} i_{Lu} &= 2 \sin(\tilde{S}_1 t + \frac{f}{6}) + 0.4 \sin(\tilde{S}_5 t) + 0.35 \sin(\tilde{S}_7 t) + \dots \\ i_{Lv} &= 3 \sin(\tilde{S}_1 t - \frac{2f}{3} + \frac{f}{6}) + 0.5 \sin(\tilde{S}_5 t + \frac{2f}{3}) + 0.4 \sin(\tilde{S}_7 t - \frac{2f}{3}) + \dots \\ i_{Lw} &= 4 \sin(\tilde{S}_1 t + \frac{2f}{3} + \frac{f}{6}) + 0.6 \sin(\tilde{S}_5 t - \frac{2f}{3}) + 0.45 \sin(\tilde{S}_7 t + \frac{2f}{3}) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

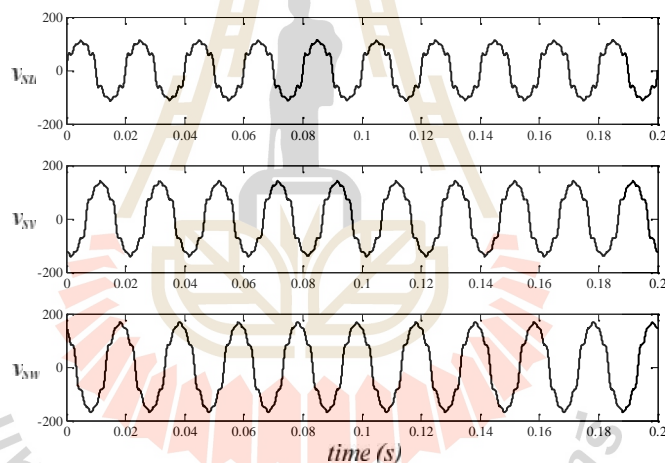
#### 4.4.3 ระบบทดสอบที่ 3

ระบบทดสอบที่ 3 คือ กรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล ระบบทดสอบที่ 3 มีความแตกต่างจากระบบทดสอบที่ 1 และ 2 ระบบดังกล่าวถูก

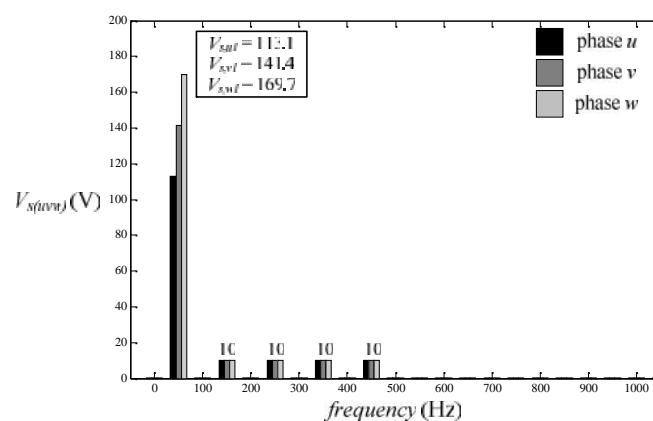


กำหนดให้แรงดันที่แหล่งจ่ายมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และไม่สมดุล รูปสัญญาณแรงดันที่พิจารณาในระบบนี้แสดงได้ ดังรูปที่ 4.15 โดยกำหนดให้  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$  และ  $v_{sw}$  มีค่ายอดแรงดันที่ความถี่มูลฐาน เท่ากับ 113.1 โวลต์ 141.4 โวลต์ และ 169.7 โวลต์ ตามลำดับ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้มีค่ายอดแรงดันฮาร์มอนิกที่อันดับ 3 5 7 และ 9 ซึ่งค่ายอดแรงดันฮาร์มอนิกดังกล่าวมีขนาด เท่ากับ 10 โวลต์ สเปกตรัมของแรงดันที่แหล่งจ่ายแสดงได้ ดังรูปที่ 4.16 โดยที่ค่า  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$  และ  $v_{sw}$  สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (4.21)

$$\left. \begin{aligned} v_{su} &= 113.1 \sin(\tilde{S}_1 t) + 10 \sin(\tilde{S}_3 t) + 10 \sin(\tilde{S}_5 t) + 10 \sin(\tilde{S}_7 t) + \dots \\ v_{sv} &= 141.4 \sin(\tilde{S}_1 t - \frac{2f}{3}) + 10 \sin(\tilde{S}_3 t) + 10 \sin(\tilde{S}_5 t + \frac{2f}{3}) + 10 \sin(\tilde{S}_7 t - \frac{2f}{3}) + \dots \\ v_{sw} &= 169.7 \sin(\tilde{S}_1 t + \frac{2f}{3}) + 10 \sin(\tilde{S}_3 t) + 10 \sin(\tilde{S}_5 t - \frac{2f}{3}) + 10 \sin(\tilde{S}_7 t + \frac{2f}{3}) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$



รูปที่ 4.15 รูปสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 3



รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของแรงดันที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 3

#### 4.4.4 ระบบทดสอบที่ 4

ระบบทดสอบที่ 4 คือ ระบบที่พิจารณาในกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ระบบนี้ทำให้รูปสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย และกระแสโหลด มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และไม่สมดุล โดยที่  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$  และ  $v_{sw}$  อ้างอิงได้จากแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติในระบบทดสอบที่ 3 ดังรูปที่ 4.14 และ 4.15 ซึ่งค่า  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$  และ  $v_{sw}$  อธิบายได้ ตามสมการที่ (4.21) อีกทั้ง  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ยังอ้างอิงกระแสโหลดได้จากระบบทดสอบที่ 2 ดังรูปที่ 4.13 และ 4.18 ซึ่งค่าดังกล่าวอธิบายได้ ตามสมการที่ (4.20)

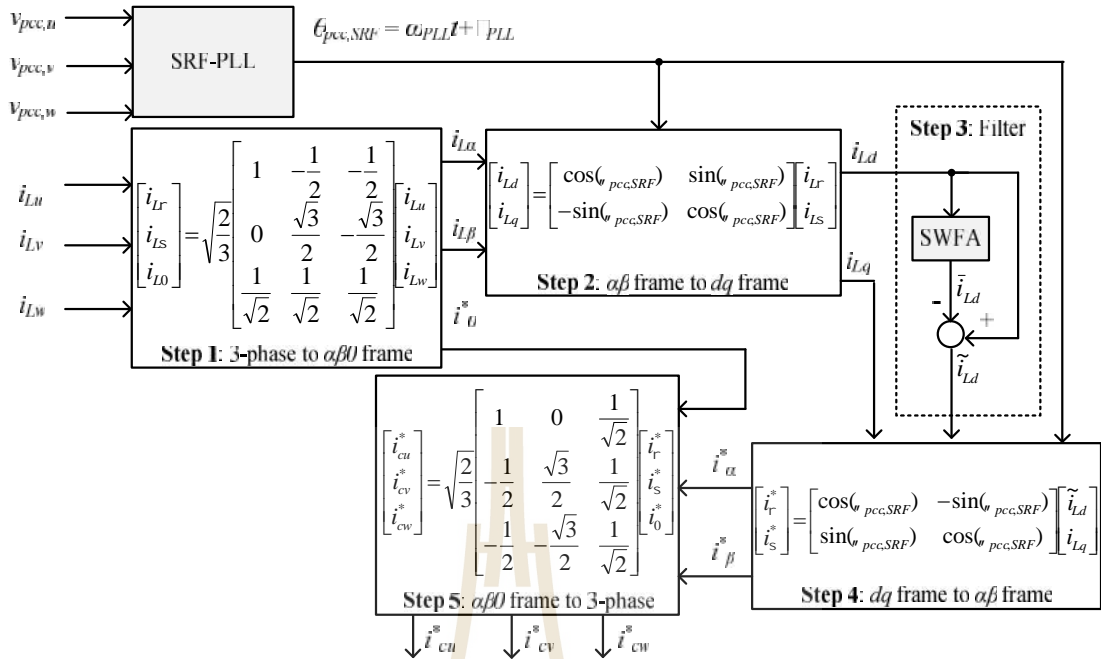
### 4.5 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมร่วมกับวิธีฟูริเยร์

#### และตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมทั้งห้าวิธี ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 สามารถพัฒนาสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกได้ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ โดยการประยุกต์ใช้อัลกอริทึม SWFA และ PSVD ซึ่งแบ่งออกเป็นห้าวิธีการใหม่ ได้แก่ วิธีดีคิวเอฟแบบคงทน (robusted DQ axis with Fourier) หรือเรียกว่าวิธี RDQF วิธีพีคิวเอฟแบบคงทน (robusted instantaneous reactive power with Fourier) หรือเรียกว่าวิธี RPQF วิธีเอสดีเอฟแบบคงทน (robusted synchronous detection with Fourier) หรือเรียกว่าวิธี RSDF วิธีเอบีซีเอฟแบบคงทน (robusted ABC reference frame with Fourier) หรือเรียกว่าวิธี RABCF และวิธีพีเพอร์เฟกต์เอฟแบบคงทน (robusted perfect harmonic cancellation) หรือเรียกว่าวิธี RPHCF การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ข้างต้น นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.5.1 ถึง 4.5.5 ตามลำดับ ดังนี้

#### 4.5.1 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีดีคิวเอฟแบบคงทน

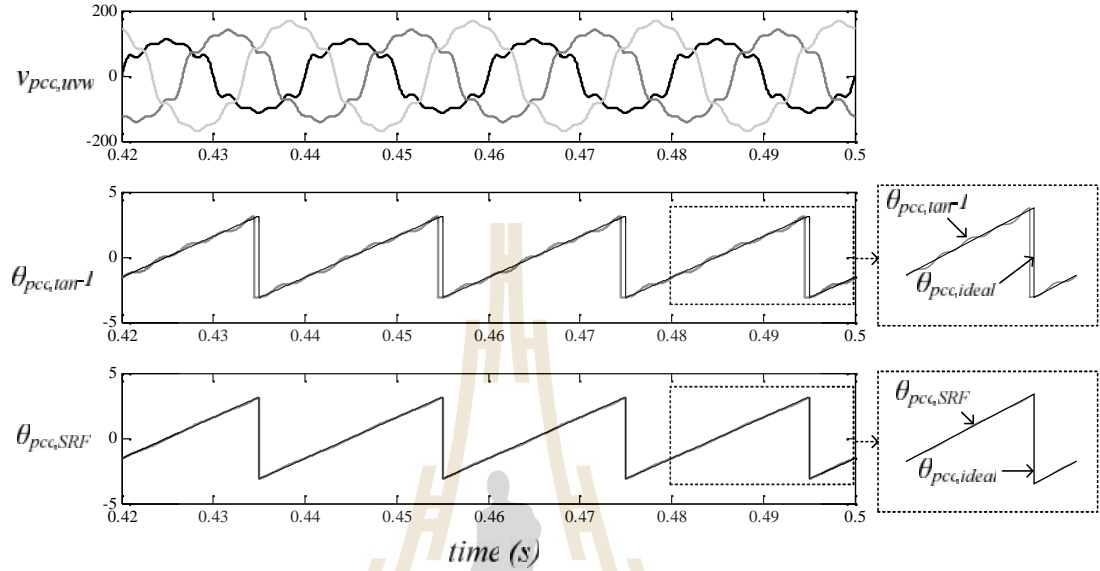
การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF ถูกพัฒนามาจากวิธี SRF อัลกอริทึมของวิธีดังกล่าวแสดงได้ ดังรูปที่ 4.17 ขั้นตอนการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$ ,  $i_{cw}^*$ ) อธิบายได้ ดังนี้



รูปที่ 4.17 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF

ขั้นตอนที่ 1 2 4 และ 5 มีการคำนวณที่เหมือนกับวิธี SRF ซึ่งได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ในหัวข้อที่ 3.4.1 ความแตกต่างกันระหว่างวิธี SRF และ RDQF พิจารณาได้เป็นสองประเด็นสำคัญ ประเด็นที่หนึ่ง คือ วิธี RDQF มีการใช้งานวงจร SRF - PLL เพื่อคำนวณค่ามุมเฟสของระบบ ให้กับเมตริกซ์การแปลงของคลาร์ก และปาร์ค แทนการคำนวณด้วยฟังก์ชัน  $\tan^{-1}$  วิธี RDQF จึงมีจุดเด่น คือ ค่า  $\theta_{pcc,SRF}$  ที่คำนวณได้มีความถูกต้องตรงตามความถี่มูลฐานของระบบที่พิจารณา ถึงแม้ค่า  $v_{pcc,uvw}$  ที่ใช้คำนวณจะมีรูปสัญญาณผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และไม่สอดคล้องตามผลการคำนวณค่ามุมเฟสของระบบระหว่างการใช้ฟังก์ชัน  $\tan^{-1}$  กับวงจร SRF-PLL แสดงได้ ดังรูปที่ 4.18 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การคำนวณค่ามุมเฟสของระบบโดยใช้ฟังก์ชัน  $\tan^{-1}$  ( $\theta_{pcc,tan^{-1}}$ ) มีความคลาดเคลื่อนไปจากค่ามุมเฟสของระบบ  $\theta_{pcc,ideal}$  เมื่อเทียบกับการใช้วงจร SRF-PLL ( $\theta_{pcc,SRF}$ ) โดยที่ ค่ามุมเฟสที่จุด PCC ในกรณีแรงดันมีรูปสัญญาณผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ ( $\theta_{pcc,dist}$ ) อธิบายได้ ดังสมการที่ (4.22) จากสมการดังกล่าว ค่า  $\theta_{pcc,dist}$  จะถูกคำนวณในกรณีที่ค่า  $v_{pcc,uvw}$  สมดุล และพิจารณาเฉพาะผลของแรงดันฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น ค่ามุมเฟสที่จุด PCC กรณีแรงดันมีรูปสัญญาณไม่สมดุล ( $\theta_{pcc,unb}$ ) อธิบายได้ ดังสมการที่ (4.23) จากสมการดังกล่าว อธิบายได้ว่า ค่า  $\theta_{pcc,unb}$  จะได้รับการคำนวณในกรณีที่พิจารณาผลของแรงดันฮาร์มอนิก แต่จะพิจารณา

เฉพาะความไม่สมดุลของ  $v_{pcc,uvw}$  ค่า  $\theta_{pcc,dist}$  และ  $\theta_{pcc,unb}$  ส่งผลให้การคำนวณค่า  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  ในขั้นตอนที่ 2 ของวิธี RDQF ไม่ถูกต้อง



รูปที่ 4.18 การคำนวณค่ามุมเฟสของระบบกริดแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ

$$\theta_{pcc,dist} = \tilde{S}_m t + W_m = \tan^{-1} \left( \frac{\sum_{\substack{m=3k+2 \\ k=0,1,2,\dots}}^{\infty} V_{pcc,m} \cos(m\tilde{S}_m t) - \sum_{\substack{h=3k+1 \\ k=0,1,2,\dots}}^{\infty} V_{pcc,m} \cos(m\tilde{S}_m t)}{\sum_{\substack{h=3k+1, h=3k+1 \\ k=0,1,2,\dots}}^{\infty} V_{pcc,m} \sin(m\tilde{S}_m t)} \right) \quad (4.22)$$

$$\text{โดยที่ } V_{pcc,m} = V_{pcc,um} = V_{pcc,vm} = V_{pcc,wm}$$

$$\theta_{pcc,unb} = \tilde{S}_m t + W_m = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{3}(V_{pcc,v} \sin(\tilde{S}_m t + W_v) - V_{pcc,w} \sin(\tilde{S}_m t + W_w))}{\left( 2V_{pcc,u} \sin(\tilde{S}_m t + W_u) - V_{pcc,v} \sin(\tilde{S}_m t + W_v) \right) - V_{pcc,w} \sin(\tilde{S}_m t + W_w)} \right) \quad (4.23)$$

รูปสัญญาณ  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$  และ  $i_{L0}$  กริดกระแสโหดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติแสดงได้ ดังรูปที่ 4.19 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  ที่มีการแทน

" $pcc, \tan^{-1}$ " ในเมตริกซ์การแปลงของพาร์ก ( $i_{Ld, non-ideal}$ ,  $i_{Lq, non-ideal}$ ) มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูป  
 สัญญาณ  $i_{Ld, ideal}$  และ  $i_{Lq, ideal}$  ที่ได้จากการแทนด้วย " $pcc, ideal$ " ในเมตริกซ์การแปลงของพาร์ก จาก  
 สเปกตรัมของ  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  ดังรูปที่ 4.20 สังเกตได้ว่า ค่า  $i_{Ld, non-ideal}$  และ  $i_{Lq, non-ideal}$  มีปริมาณที่  
 แตกต่างจากค่า  $i_{Ld, ideal}$  และ  $i_{Lq, ideal}$  ยกตัวอย่าง ค่า  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  ที่ความถี่ 300 เฮิรตซ์ ( $i_{Ld6}, i_{Lq6}$ )  
 พบว่า ค่า  $i_{Ld6, ideal}$  และ  $i_{Lq6, ideal}$  สามารถเขียนอธิบายได้ ดังสมการที่ (4.24) และ (4.25) ตามลำดับ  
 ค่า  $i_{Ld6, non-ideal}$  และ  $i_{Lq6, non-ideal}$  สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (4.26) และ (4.27) ตามลำดับ

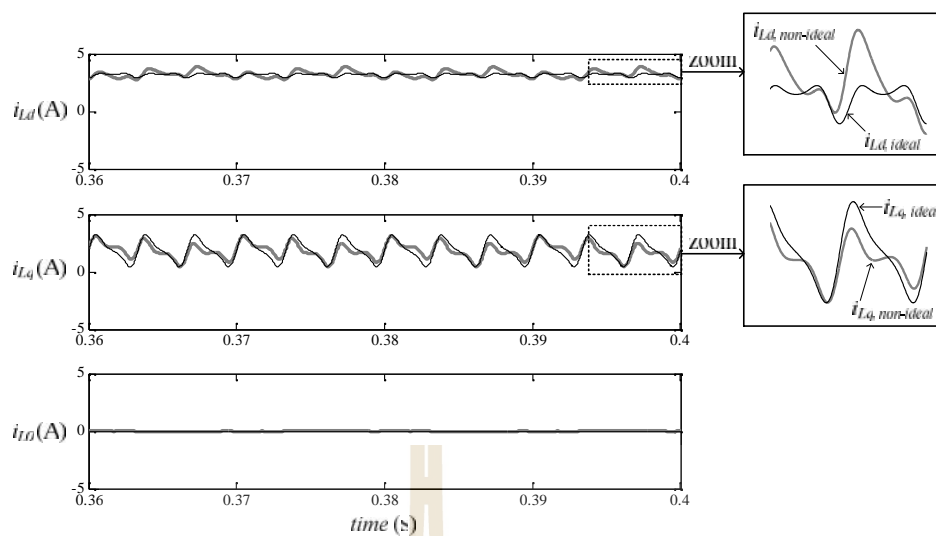
$$\tilde{i}_{Ld6, ideal} = \tilde{i}_{Ld(1,5)} + \tilde{i}_{Ld(1,7)} \quad (4.24)$$

$$\tilde{i}_{Lq6, ideal} = \tilde{i}_{Lq(1,5)} - \tilde{i}_{Lq(1,7)} \quad (4.25)$$

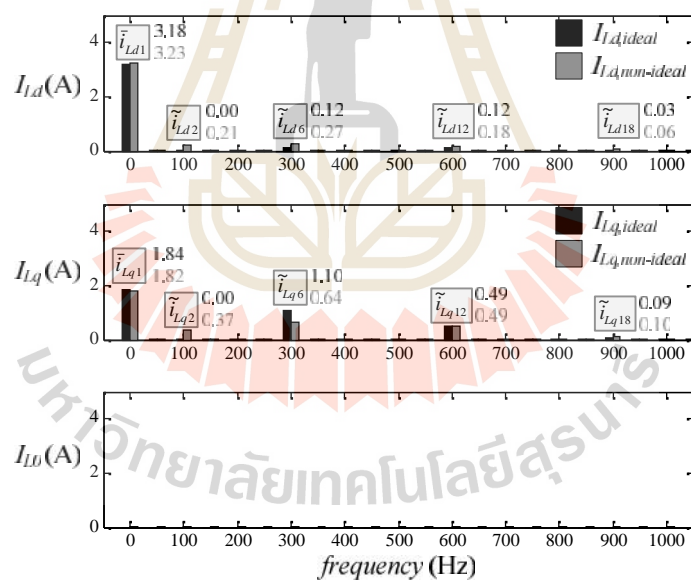
$$\tilde{i}_{Ld6, non-ideal} = \tilde{i}_{Ld(1,5)} + \tilde{i}_{Ld(1,7)} + \tilde{i}_{Ld(5,1)} + \tilde{i}_{Ld(5,11)} + \tilde{i}_{Ld(7,1)} + \tilde{i}_{Ld(7,13)} \quad (4.26)$$

$$\tilde{i}_{Lq6, non-ideal} = \tilde{i}_{Lq(1,5)} - \tilde{i}_{Lq(1,7)} + \tilde{i}_{Lq(5,1)} - \tilde{i}_{Lq(5,11)} - \tilde{i}_{Lq(7,1)} - \tilde{i}_{Lq(7,13)} \quad (4.27)$$

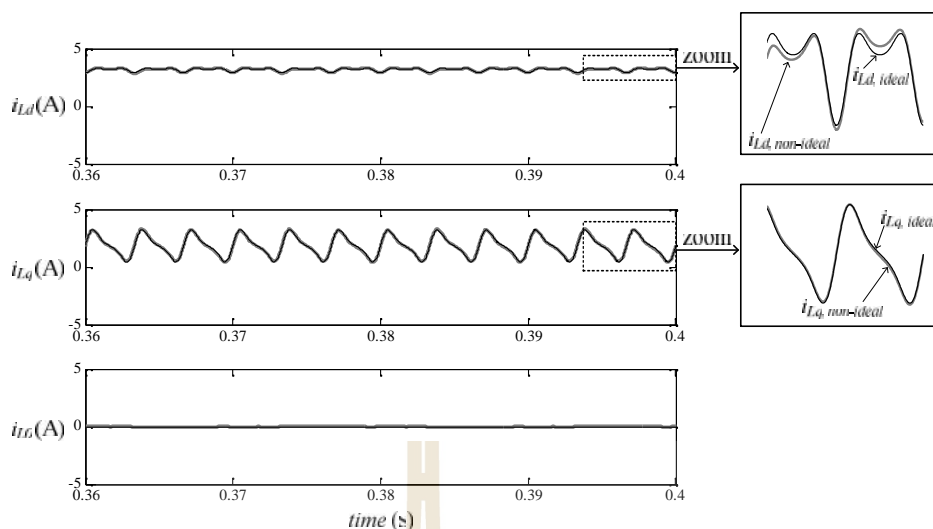
สมการที่ (4.24) ถึง (4.27) มีที่มาจากการพิสูจน์หาค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนคิคลวนซ์  
 ตามสมการที่ (3.15) ถึง (3.19) ยกตัวอย่างการอธิบายสำหรับสมการที่ (4.24) จะได้ว่า ค่า  $i_{Ld6, ideal}$   
 ปรากฏที่ความถี่ 300 เฮิรตซ์ บนแกนคิ เกิดจากผลรวมระหว่างกระแสโพลฮาร์โมนิกอันดับที่ 5  
 และ 7 (ความถี่เท่ากับ 250 เฮิรตซ์ และ 350 เฮิรตซ์ ตามลำดับ) ร่วมกับแรงดันที่จุด PCC ที่ความถี่  
 มูลฐาน (ความถี่เท่ากับ 50 เฮิรตซ์) หากเกิดกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ค่า  $i_{Ld6, non-ideal}$  ใน  
 สมการที่ (4.26) จะเกิดจากผลรวมระหว่างกระแสโพลที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์โมนิกอันดับที่ 5,  
 7, 11 และ 13 ร่วมกับแรงดันจุด PCC ที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 และ 7 อย่างไรก็ตาม  
 ตาม หากค่า  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  มีการคำนวณโดยใช้ " $pcc, SRF$ " ในเมตริกซ์การแปลงของพาร์ก รูป  
 สัญญาณ  $i_{Ld, non-ideal}$  และ  $i_{Lq, non-ideal}$  จะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกับรูปสัญญาณ  $i_{Ld, ideal}$  และ  $i_{Lq, ideal}$   
 ดังรูปที่ 4.21 โดยเมื่อนำสัญญาณดังกล่าววิเคราะห์ทางสเปกตรัม ดังรูปที่ 4.22 พบว่า ค่า  $i_{Ld, non-ideal}$   
 และ  $i_{Lq, non-ideal}$  ที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์โมนิก มีปริมาณที่ใกล้เคียงกันกับค่า  $i_{Ld, ideal}$  และ  $i_{Lq, ideal}$



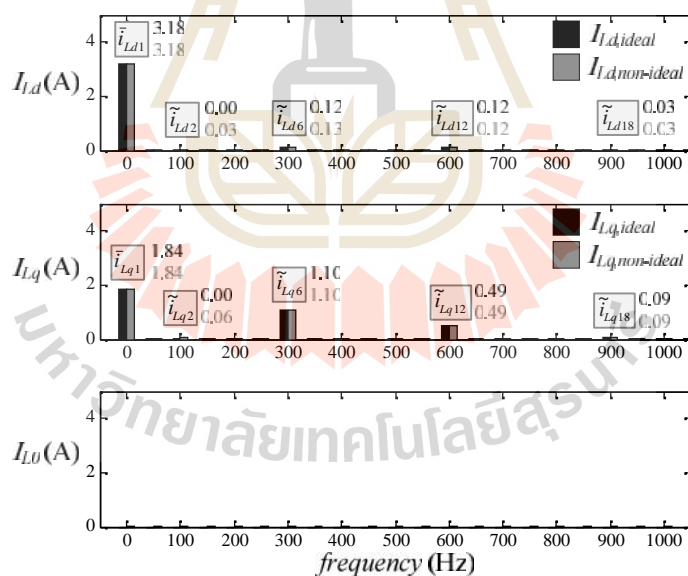
รูปที่ 4.19 กระแสโวลต์แบบสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD



รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของกระแสโวลต์แบบสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD



รูปที่ 4.21 กระแสไหลดแบบสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD

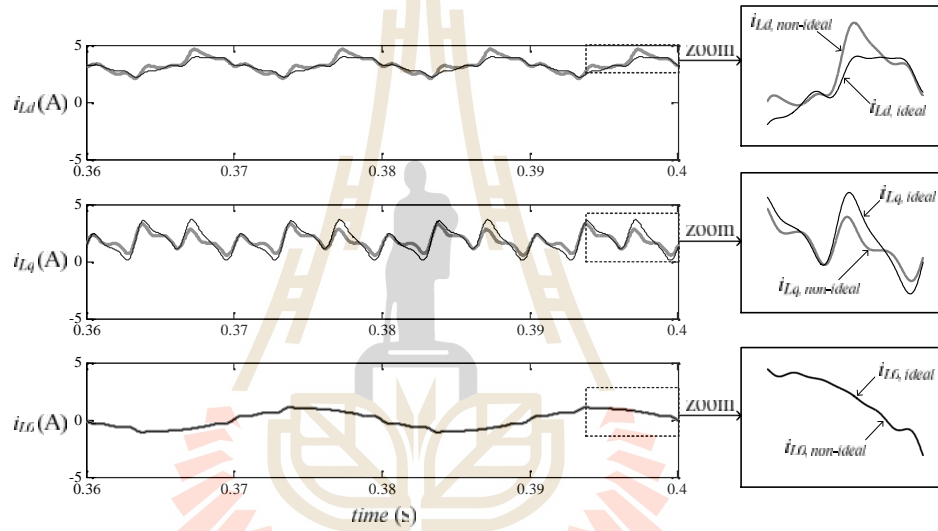


รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของกระแสไหลดแบบสมมูลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD

รูปสัญญาณ  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$  และ  $i_{L0}$  กรณีกระแสไหลดไม่สมดุลแสดงได้ ดังรูปที่ 4.23 จาก  
รูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า กรณีกระแสไหลดไม่สมดุลจะปรากฏรูปสัญญาณ  $i_{L0}$  ซึ่งค่า  $i_{L0}$  สามารถ



คำนวณด้วยกฎการแปลงของคลาร์ก ค่า  $i_{L0}$  ยังคงมีความถูกต้องกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ เนื่องจาก ค่า  $i_{L0}$  ตามสมการที่ (3.19) ไม่ใช่ค่ามุมเฟสของระบบในการคำนวณ ด้วยเหตุนี้ สัญญาณ  $i_{L0,non-ideal}$  ในกรณีนี้พิจารณาและไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD จึงมีลักษณะเหมือนกับ สัญญาณ  $i_{L0,ideal}$  อย่างไรก็ตาม รูปสัญญาณ  $i_{Ld,non-ideal}$  และ  $i_{Lq,non-ideal}$  กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD มีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณ  $i_{Ld,ideal}$  และ  $i_{Lq,ideal}$  ยกตัวอย่างที่ความถี่ 100 เฮิรตซ์ (ฮาร์โมนิกอันดับที่ 2) บนแกนดัดคิว ค่า  $i_{Ld2,ideal}$  และ  $i_{Lq2,ideal}$  สามารถอธิบายด้วยสมการที่ (4.28) โดยในส่วนค่า  $i_{Ld2,non-ideal}$  และ  $i_{Lq2,non-ideal}$  มีองค์ประกอบแสดงได้ ดังสมการที่ (4.29)



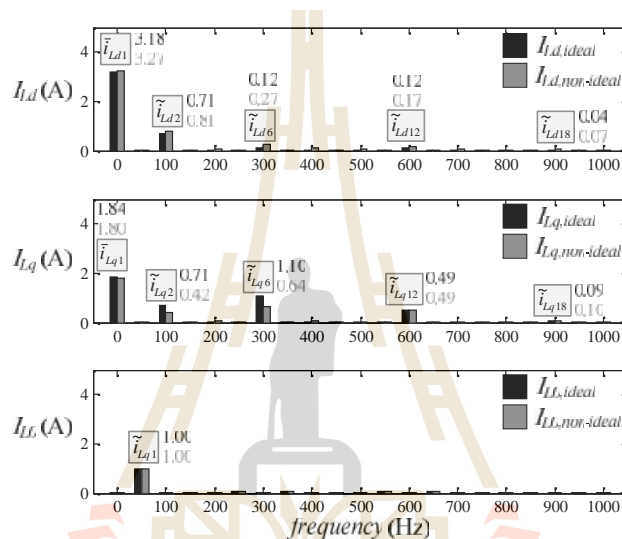
รูปที่ 4.23 กระแสโหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดัดคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD

$$\left. \begin{aligned} \tilde{i}_{Ld2,ideal} &= \tilde{i}_{Ld(1,1)} \\ \tilde{i}_{Lq2,ideal} &= \tilde{i}_{Lq(1,1)} \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

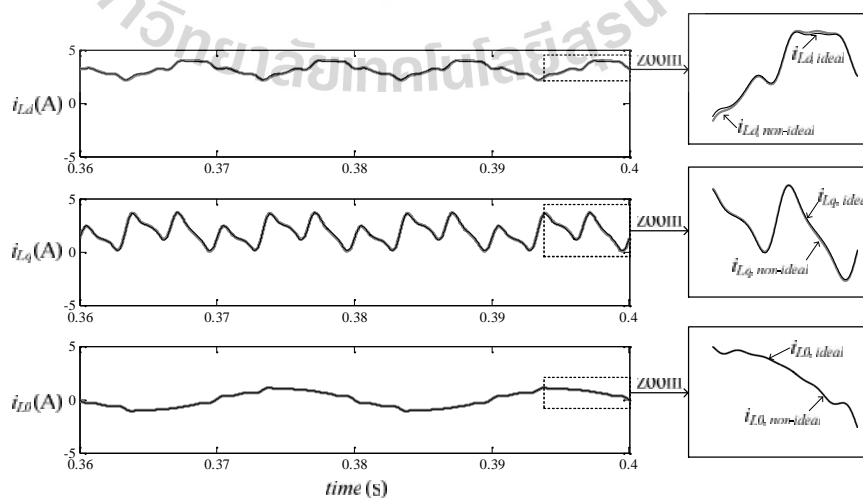
$$\left. \begin{aligned} \tilde{i}_{Ld2,non-ideal} &= \tilde{i}_{Ld(1,1)} + \tilde{i}_{Ld(3,1)} + \tilde{i}_{Ld(3,5)} + \tilde{i}_{Ld(5,7)} + \tilde{i}_{Ld(7,5)} + \tilde{i}_{Ld(9,7)} + \tilde{i}_{Ld(9,11)} \\ \tilde{i}_{Lq2,non-ideal} &= \tilde{i}_{Lq(1,1)} - \tilde{i}_{Lq(3,1)} - \tilde{i}_{Lq(3,5)} - \tilde{i}_{Lq(5,7)} - \tilde{i}_{Lq(7,5)} - \tilde{i}_{Lq(9,7)} - \tilde{i}_{Lq(9,11)} \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

สมการที่ (4.28) อธิบายได้ว่า ค่า  $i_{Ld2,ideal}$  และ  $i_{Lq2,ideal}$  เกิดจากกระแสโหลดไม่สมดุลที่ความถี่มูลฐานกับแรงดันที่จุด PCC ที่ความถี่มูลฐาน อย่างไรก็ตาม เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่าย

ไม่อุดมคติ ค่า  $i_{Ld2,non-ideal}$  และ  $i_{Lq2,non-ideal}$  ในสมการที่ (4.29) เกิดจากกระแสโหลดไม่สมดุลที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์มอนิกอันดับที่ 5, 7 และ 11 ร่วมกับแรงดันที่จุด PCC ที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์มอนิกอันดับที่ 3, 5, 7 และ 9 รายละเอียดการพิสูจน์สำหรับสมการที่ (4.28) และ (4.29) อธิบายไว้ในสมการที่ (3.17) และ (3.18) ด้วยเหตุนี้ ผลสเปกตรัมของ  $i_{Ld,non-ideal}$  และ  $i_{Lq,non-ideal}$  ในรูปที่ 4.24 กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD จึงมีค่าไม่เท่ากับ  $i_{Ld,ideal}$  และ  $i_{Lq,ideal}$  ตามลำดับ โดยเฉพาะที่ความถี่ 100 เฮิร์ตซ์ และ 300 เฮิร์ตซ์ เป็นต้น กระแสโหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิวเมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD แสดงได้ ดังรูปที่ 4.25



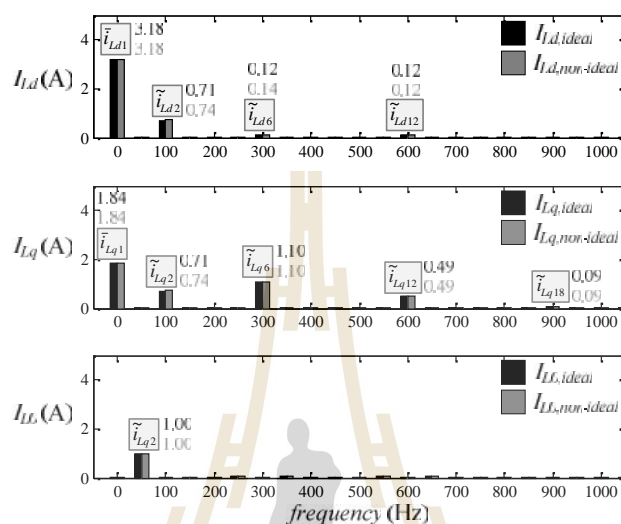
รูปที่ 4.24 สเปกตรัมของกระแสโหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD



รูปที่ 4.25 กระแสโหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ

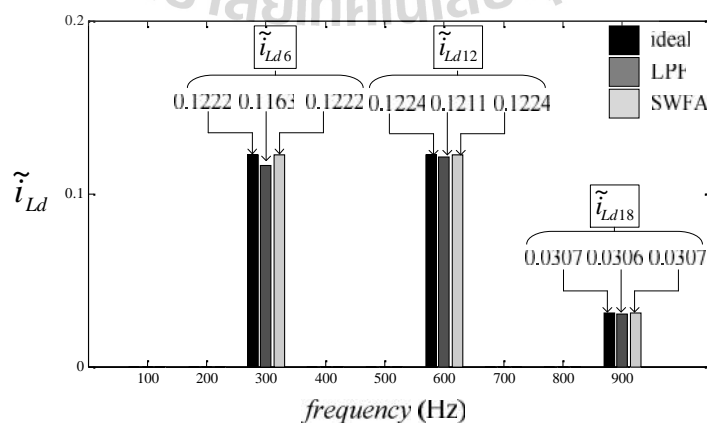
### กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD

จากรูปที่ 4.25 พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{Ld,non-ideal}$  และ  $i_{Lq,non-ideal}$  มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_{Ld,ideal}$  และ  $i_{Lq,ideal}$  ตามลำดับ ด้วยเหตุนี้ ทำให้ค่า  $i_{Ld,non-ideal}$  และ  $i_{Lq,non-ideal}$  ที่คำนวณได้มีความถูกต้อง โดยยืนยันผลจากสเปกตรัมของ  $i_{Ld,non-ideal}$  และ  $i_{Lq,non-ideal}$  ดังรูปที่ 4.26

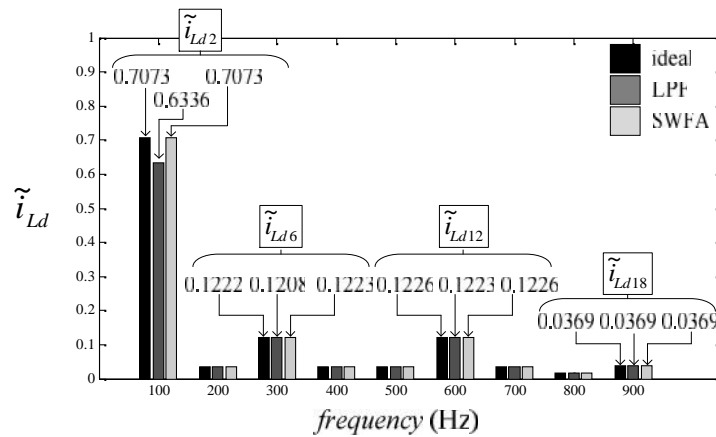


รูปที่ 4.26 สเปกตรัมของกระแสโหลดแบบไม่สมดุลบนแกนดีคิว เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ กรณีพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD

ประเด็นที่สอง คือ วิธี RDQF มีการใช้วิธี SWFA เพื่อแยกค่า  $\tilde{i}_{Ld}$  และ  $\tilde{i}_{Lq}$  ออกจากค่า  $i_{Ld}$  และ  $i_{Lq}$  ทำให้ได้ค่า  $\tilde{i}_{Ld}$  และ  $\tilde{i}_{Lq}$  ผลการทดสอบสมรรถนะระหว่าง SWFA และ LPF ( $f_c = 50$  เฮิรตซ์) กรณีกระแสโหลดสมดุล และไม่สมดุลแสดงได้ ดังรูปที่ 4.27 และ 4.28 ตามลำดับ



รูปที่ 4.27 สมรรถนะการคำนวณค่า  $\tilde{i}_{Ld}$  (LPF, SWFA) กรณีกระแสโหลดสมดุล



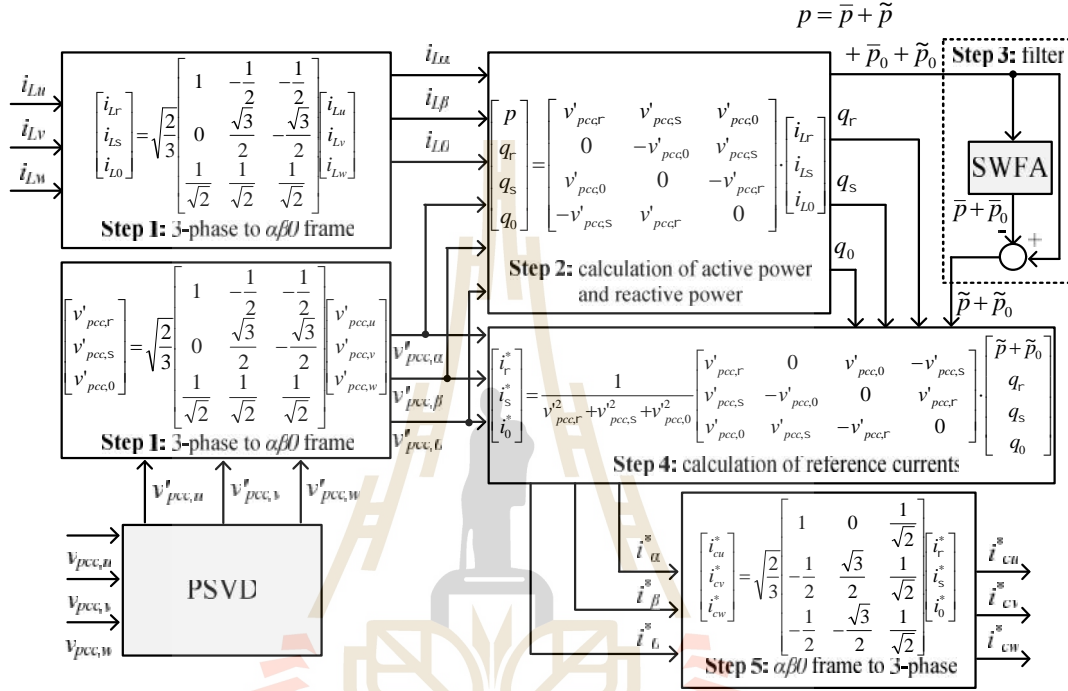
รูปที่ 4.28 สมรรถนะการคำนวณค่า  $\tilde{i}_{Ld}$  (LPF, SWFA) กรณีกระแสโหลดไม่สมดุล

ยกตัวอย่าง กรณีโหลดไม่สมดุลที่ความถี่ 100 เฮิร์ตซ์ พบว่า  $\tilde{i}_{Ld2,ideal}$  จากรูปที่ 4.26 มีค่า เท่ากับ 0.71 ซึ่งเท่ากับกับค่า  $\tilde{i}_{Ld2,SWFA}$  จากรูปที่ 4.28 ในขณะที่กรณีใช้วงจร LPF จะได้ค่า  $\tilde{i}_{Ld2,LPF}$  เท่ากับ 0.63 ด้วยเหตุนี้ ค่า  $\tilde{i}_{Ld}$  และ  $\tilde{i}_{Lq}$  ที่ได้จากการคำนวณด้วยเทคนิค SWFA จึงมีความถูกต้องมากกว่าการใช้งานวงจร LPF

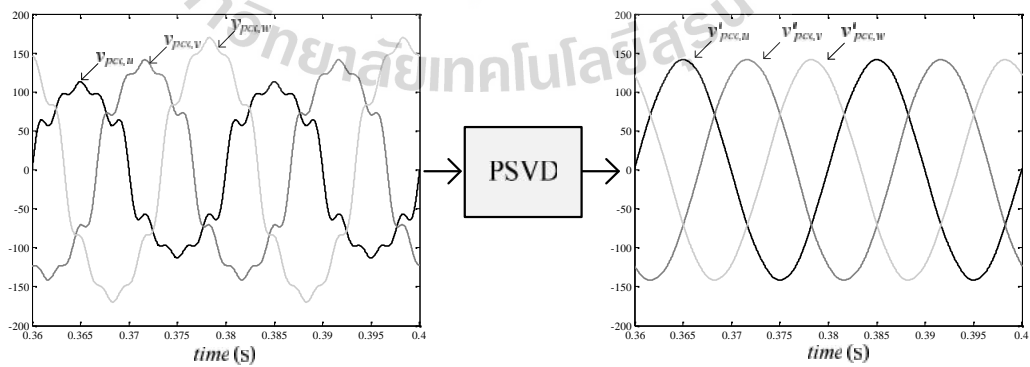
#### 4.5.2 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีพีคิวเอฟแบบคงทน

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPQF ได้รับการพัฒนามาจากวิธี PQ ไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPQF แสดงได้ ดังรูปที่ 4.29 จากรูปดังกล่าว พบว่า กระบวนการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ ) ด้วยวิธี RPQF มีขั้นตอนที่คล้ายคลึงกันกับวิธี PQ ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันสองส่วน ส่วนแรก คือ การใช้งานอัลกอริทึม PSVD เพื่อคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าลำดับเฟสบวกที่จุด PCC ( $v'_{pcc,u}, v'_{pcc,v}, v'_{pcc,w}$ ) ดังรูปที่ 4.30 ค่า  $v'_{pcc,u}, v'_{pcc,v}$  และ  $v'_{pcc,w}$  ถูกใช้ในการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ( $p$ ) และค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ ( $q$ ) ดังสมการที่ (3.20) และ (3.21) ตามลำดับ การคำนวณค่า  $p$  และ  $q$  โดยพิจารณาจากแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติกับกระแสโหลด จะทำให้ได้ค่า  $p$  และ  $q$  ที่ถูกต้อง ( $p_{ideal}, q_{ideal}$ ) อย่างไรก็ตาม หากไม่ใช้อัลกอริทึม PSVD คำนวณค่า  $p$  และ  $q$  ในระบบแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ รูปสัญญาณ  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  จะมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณ  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$  สัญญาณกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติแสดงได้ ดังรูปที่ 4.31 ความผิดเพี้ยนของค่า  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  เกิดจากองค์ประกอบที่ไม่ตรงกันกับองค์ประกอบของค่า  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$  ยกตัวอย่างเช่น ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟอุดมคติที่ความถี่ 300 เฮิร์ตซ์ ( $\tilde{p}_{6,ideal}$ ) ดังสมการที่ (4.30) เกิดขึ้นจากแรงดันที่จุด PCC ที่ความถี่มูลฐานกับกระแสโหลด

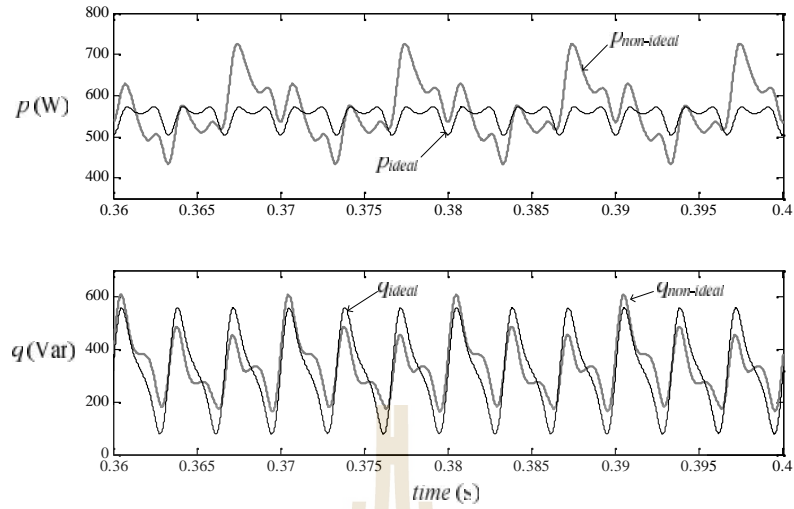
ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 และ 7 ในขณะที่ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟไม่อุดมคติที่ความถี่ 300 เฮิรตซ์ ( $\tilde{p}_{6,non-ideal}$ ) ดังสมการที่ (4.31) เกิดจากแรงดันที่จุด PCC ที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 และ 7 กับกระแสโหลดที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 7 11 และ 13 การเปรียบเทียบระหว่างค่า  $p_{ideal}$  และ  $p_{non-ideal}$  กับค่า  $q_{ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  แสดงได้ด้วยผลทางสเปกตรัม ดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.29 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธี RPQF



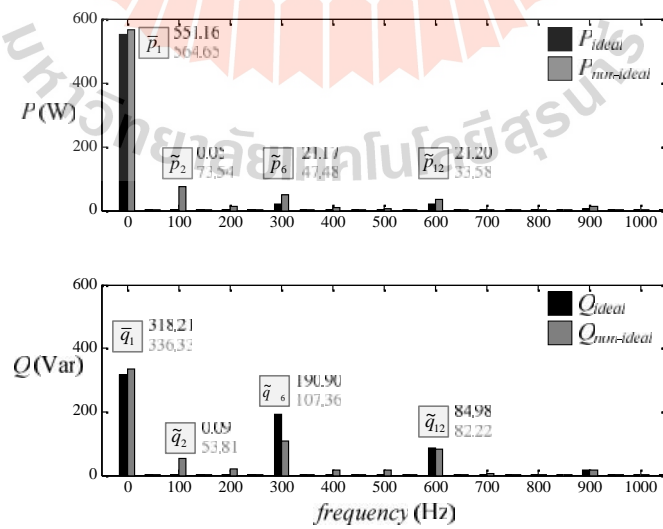
รูปที่ 4.30 ผลการตรวจจับแรงดันไฟฟ้าลำดับเฟสบวกที่จุด PCC ด้วยอัลกอริทึม PSVD



รูปที่ 4.31 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
(ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)

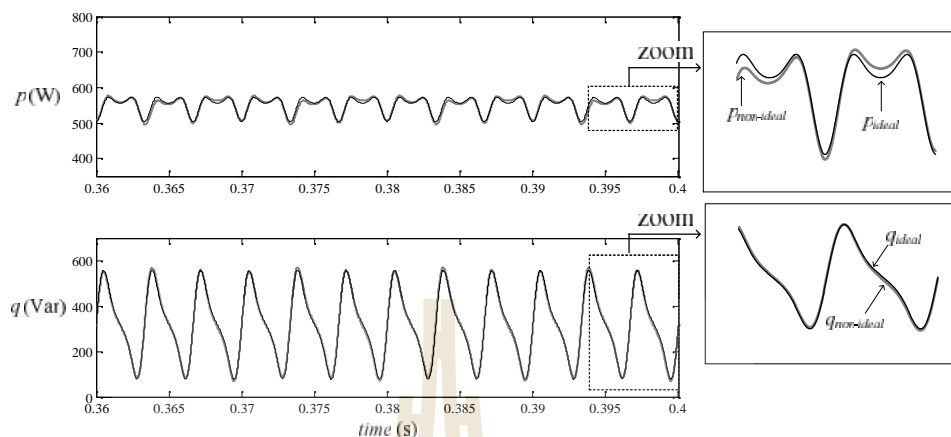
$$\left. \begin{aligned} \tilde{p}_{6,ideal} &= \tilde{p}_{(1,5)} + \tilde{p}_{(1,7)} \\ \tilde{q}_{6,ideal} &= \tilde{q}_{(1,5)} - \tilde{q}_{(1,7)} \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{p}_{6,non-ideal} &= \tilde{p}_{(1,5)} + \tilde{p}_{(1,7)} + \tilde{p}_{(5,1)} + \tilde{p}_{(5,11)} + \tilde{p}_{(7,1)} + \tilde{p}_{(7,13)} \\ \tilde{q}_{6,non-ideal} &= \tilde{q}_{(1,5)} - \tilde{q}_{(1,7)} + \tilde{q}_{(5,1)} - \tilde{q}_{(5,11)} - \tilde{q}_{(7,1)} - \tilde{q}_{(7,13)} \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$



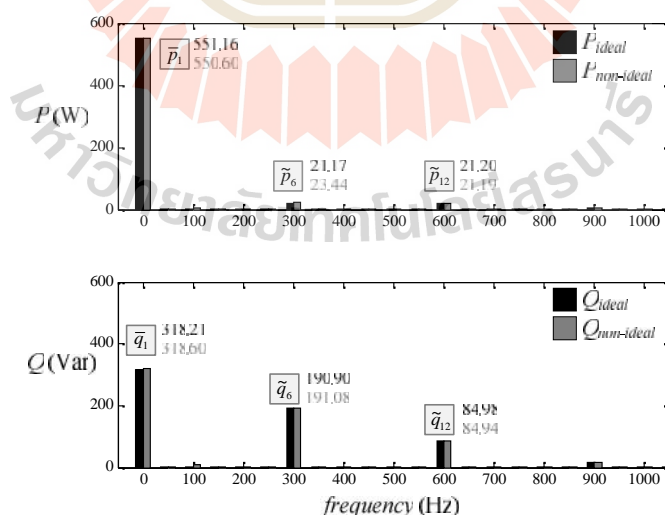
รูปที่ 4.32 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
(ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)

การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล โดยพิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD พบว่า  
รูปสัญญาณ  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณ  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$  ดังรูปที่ 4.33



รูปที่ 4.33 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
(พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)

เมื่อทำการวิเคราะห์สเปกตรัมของรูปสัญญาณในรูปที่ 4.33 สามารถแสดงได้ ดังรูปที่  
4.34 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  มีความใกล้เคียงกับค่า  $p_{ideal}$  และ  
 $q_{ideal}$  ที่ความถี่ 0 เฮิรตซ์ 300 เฮิรตซ์ 600 เฮิรตซ์ และ 900 เฮิรตซ์ ตามลำดับ



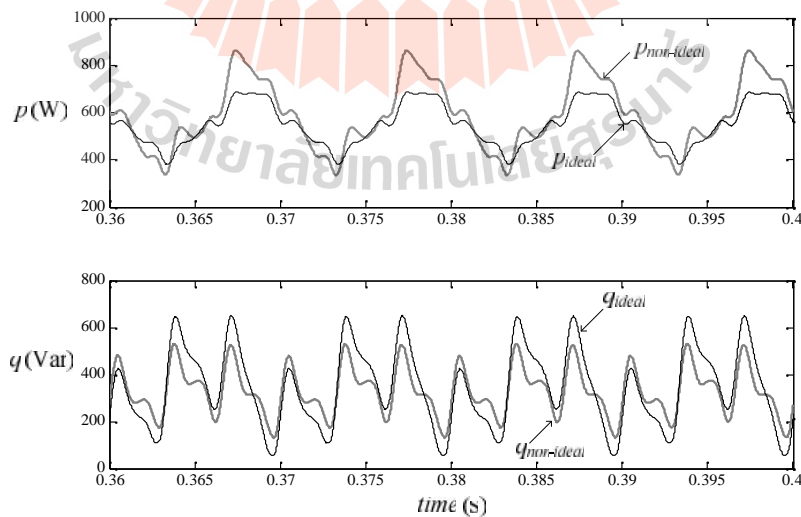
รูปที่ 4.34 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดสมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
(พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)



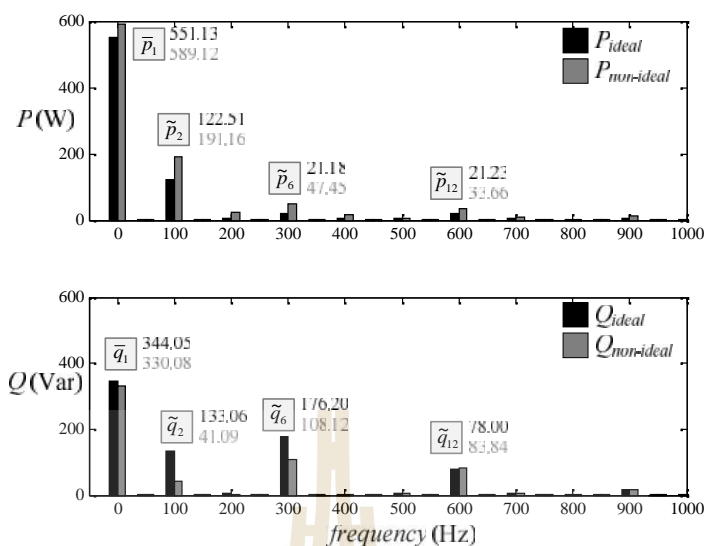
ค่า  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$  ในกรณีโหลดไม่สมดุลมีความแตกต่างจากกรณีโหลดสมดุล คือ มีองค์ประกอบของค่ากำลังไฟฟ้าที่ความถี่ 100 เฮิรตซ์ ( $\tilde{p}_{2,ideal}, \tilde{q}_{2,ideal}$ ) เพิ่มเติมเข้ามา ดังสมการที่ (4.32) ค่า  $\tilde{p}_{2,ideal}$  และ  $\tilde{q}_{2,ideal}$  คำนวณมาจากแรงดันที่จุด PCC ที่ความถี่มูลฐานกับกระแสโหลดไม่สมดุลที่ความถี่มูลฐาน อย่างไรก็ตาม เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ การคำนวณค่า  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  มีความคลาดเคลื่อนไปจากค่า  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$  ยกตัวอย่างเช่น ค่า  $\tilde{p}_{2,non-ideal}$  และ  $\tilde{q}_{2,non-ideal}$  คำนวณมาจากแรงดันที่จุด PCC ที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 5 7 และ 9 กับกระแสโหลดไม่สมดุลที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 7 และ 11 ค่า  $\tilde{p}_{2,non-ideal}$  และ  $\tilde{q}_{2,non-ideal}$  เขียนได้ ดังสมการที่ (4.33) ผลการเปรียบเทียบสัญญาณกำลังไฟฟ้าระหว่าง  $p_{ideal}$  และ  $p_{non-ideal}$  กับ  $q_{ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  ในกรณีโหลดไม่สมดุลแสดงได้ ดังรูปที่ 4.35 จากรูปสัญญาณดังกล่าวสามารถวิเคราะห์หาค่าสเปกตรัมได้ ดังรูปที่ 4.36 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  ที่ความถี่ 0 เฮิรตซ์ 100 เฮิรตซ์ 300 เฮิรตซ์ 600 เฮิรตซ์ และ 900 เฮิรตซ์ มีความคลาดเคลื่อนเมื่อเปรียบเทียบกับค่า  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{p}_{2,ideal} &= \tilde{p}_{(1,1)} \\ \tilde{q}_{2,ideal} &= \tilde{q}_{(1,1)} \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{p}_{2,non-ideal} &= \tilde{p}_{(1,1)} + \tilde{p}_{(3,1)} + \tilde{p}_{(3,5)} + \tilde{p}_{(5,7)} + \tilde{p}_{(7,5)} + \tilde{p}_{(9,7)} + \tilde{p}_{(9,11)} \\ \tilde{q}_{2,non-ideal} &= \tilde{q}_{(1,1)} - \tilde{q}_{(3,1)} - \tilde{q}_{(3,5)} - \tilde{q}_{(5,7)} - \tilde{q}_{(7,5)} - \tilde{q}_{(9,7)} - \tilde{q}_{(9,11)} \end{aligned} \right\} \quad (4.33)$$

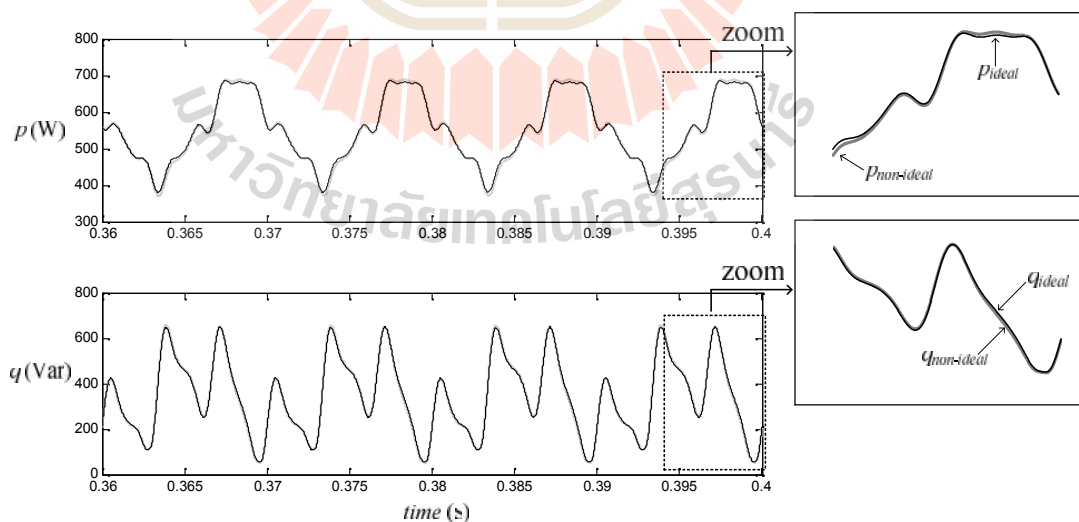


รูปที่ 4.35 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ  
(ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)

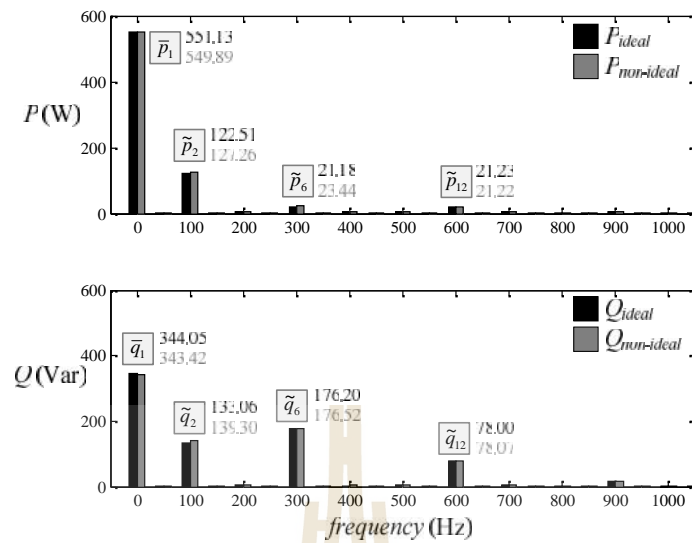


รูปที่ 4.36 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (ไม่พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)

จากรูปที่ 4.37 เมื่อมีการใช้อัลกอริทึม PSVD จะเห็นได้ว่า  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  มีรูปสัญญาณที่ใกล้เคียงกับ  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$  โดยเมื่อดำเนินการวิเคราะห์สเปกตรัม ดังรูปที่ 4.38 พบว่า ค่า  $p_{non-ideal}$  และ  $q_{non-ideal}$  มีความใกล้เคียงกับ  $p_{ideal}$  และ  $q_{ideal}$

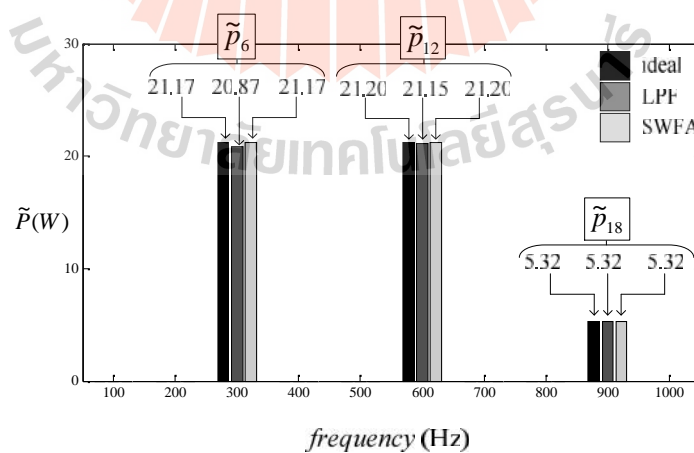


รูปที่ 4.37 กำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)



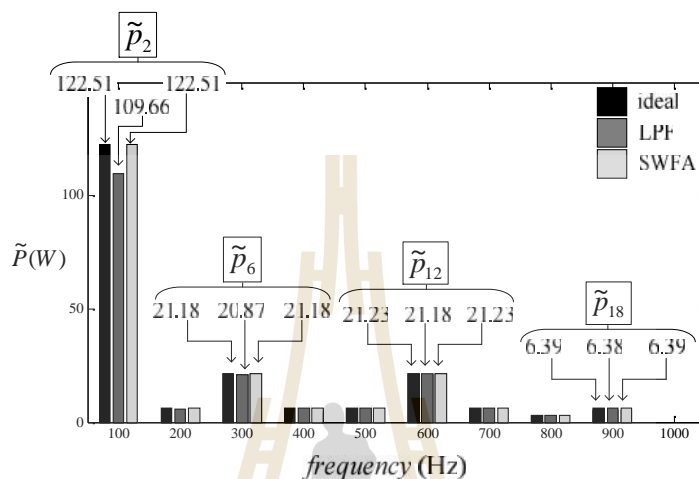
รูปที่ 4.38 สเปกตรัมของกำลังไฟฟ้ากรณีโหลดไม่สมดุล เมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (พิจารณาใช้อัลกอริทึม PSVD)

ส่วนที่สอง คือ การใช้เทคนิค SWFA ส่วนของวงจรกรองความถี่ในขั้นตอนที่ 3 ของวิธี RPQF แทนการใช้ LPF วัตถุประสงค์ของการใช้วงจรกรองในส่วนนี้ คือ การพิจารณาค่า  $\tilde{p}$  สมรรถนะของวงจรกรองที่ดีจะต้องคำนวณค่า  $\tilde{p}$  ให้เท่ากับค่า  $\tilde{p}_{ideal}$  ผลการทดสอบสมรรถนะระหว่าง LPF และ SWFA แสดงได้ ดังรูปที่ 4.39 และ 4.40 ตามลำดับ



รูปที่ 4.39 สมรรถนะการคำนวณค่า  $\tilde{p}$  (LPF, SWFA) กรณีโหลดสมดุล

ยกตัวอย่างการอธิบายของรูปที่ 4.39 กรณีโหลดสมดุลที่ความถี่ 300 เฮิร์ตซ์ ค่า  $\tilde{p}_6$  ที่ผ่านกระบวนการ LPF และ SWFA จะมีค่าเท่ากับ 20.84 และ 21.17 ตามลำดับ โดยที่ค่า  $\tilde{p}_{6,ideal}$  มีค่าเท่ากับ 21.17 ซึ่งค่าดังกล่าวเท่ากับกับค่า  $\tilde{p}_6$  ที่ได้จากกระบวนการ SWFA ในส่วนกรณีโหลดไม่สมดุลก็สามารถอธิบายได้เช่นเดียวกัน



รูปที่ 4.40 สมรรถนะการคำนวณค่า  $\tilde{p}$  (LPF, SWFA) กรณีโหลดไม่สมดุล

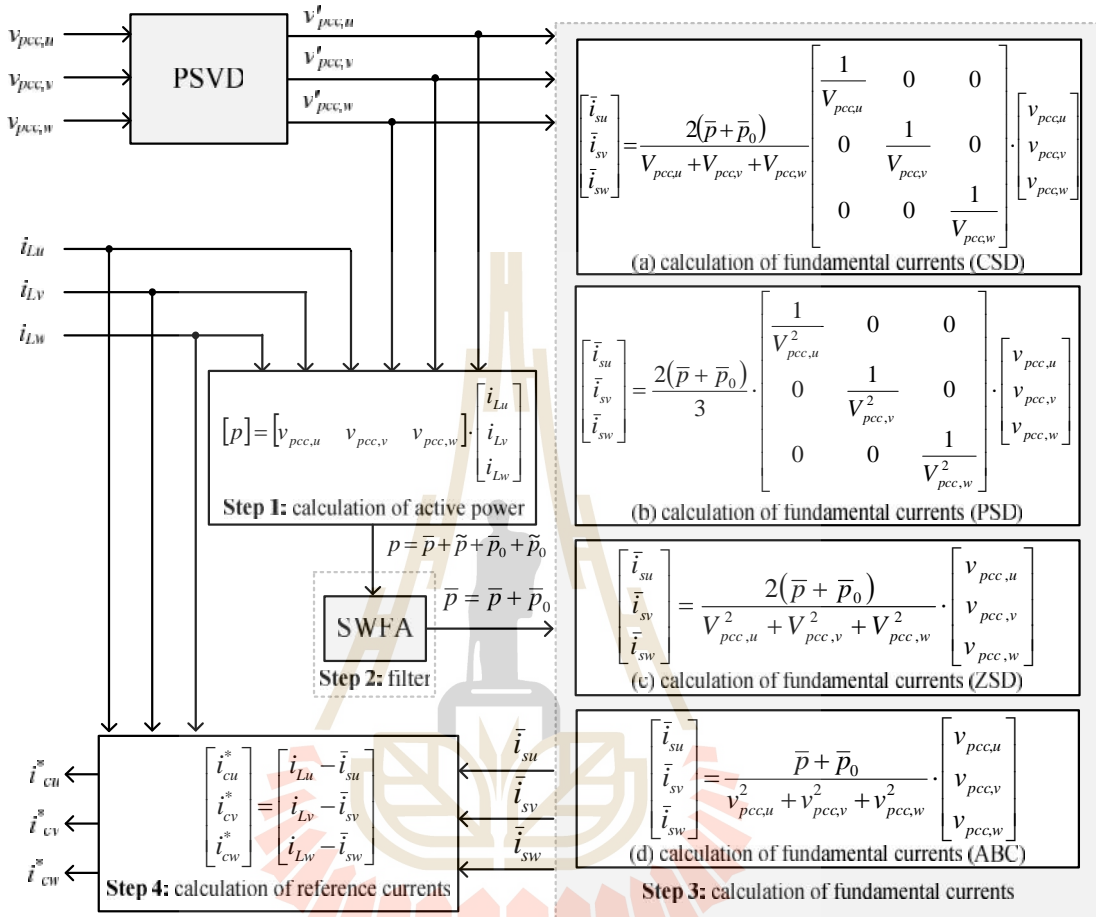
ยกตัวอย่างการอธิบายของรูปที่ 4.40 ที่ความถี่ 100 เฮิร์ตซ์ ปรากฏว่า ค่า  $\tilde{p}_2$  ที่ผ่านกระบวนการ LPF และ SWFA จะมีค่าเท่ากับ 109.66 และ 122.51 ตามลำดับ โดยที่ค่า  $\tilde{p}_{2,ideal}$  มีค่าเท่ากับ 122.51 จากผลดังกล่าว ทำให้ทราบว่า การกรองสัญญาณด้วยเทคนิค SWFA มีสมรรถนะการคำนวณค่า  $\tilde{p}$  ที่ดีกว่า LPF

#### 4.5.3 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีเอสดีเอฟแบบคงทน

##### และวิธีเอบีซีเอฟแบบคงทน

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RSDF และวิธี RABCF ผู้วิจัยได้ดำเนินการพัฒนามาจากวิธี SD และวิธี ABC ตามลำดับ อัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่แสดงได้ ดังรูปที่ 4.41 จากรูปที่ดังกล่าว สังเกตได้ว่า การคำนวณค่า  $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$  และ  $i_{cw}^*$  มีวิธีการที่เหมือนกับวิธี SD และวิธี ABC ซึ่งได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ความแตกต่างกันระหว่างวิธี SD และวิธี ABC กับวิธีการใหม่ที่น่าสนใจมีด้วยกันสองส่วน ได้แก่ การใช้อัลกอริทึม PSVD มาตรวจจับแรงดันที่จุด PCC ลำดับเฟสบวก สำหรับใช้ในการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ( $p$ ) ซึ่ง

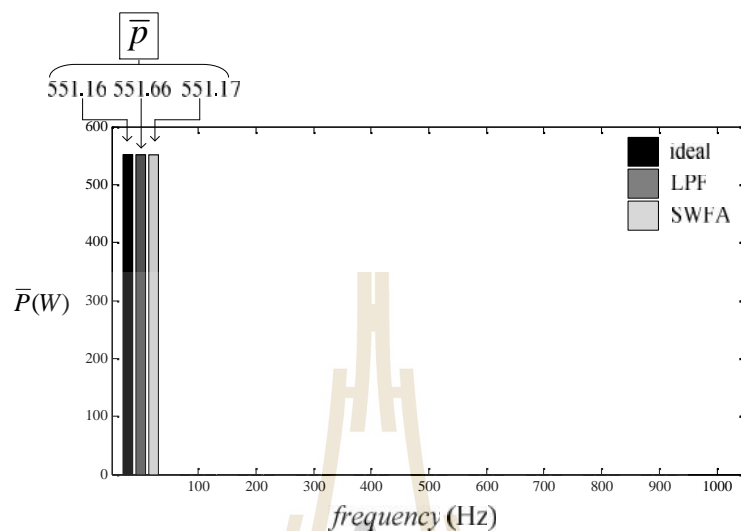
ความสำคัญของการใช้งานอัลกอริทึม PSVD ผู้วิจัยได้นำเสนอผลการวิเคราะห์อย่างละเอียดในหัวข้อที่ผ่านมา



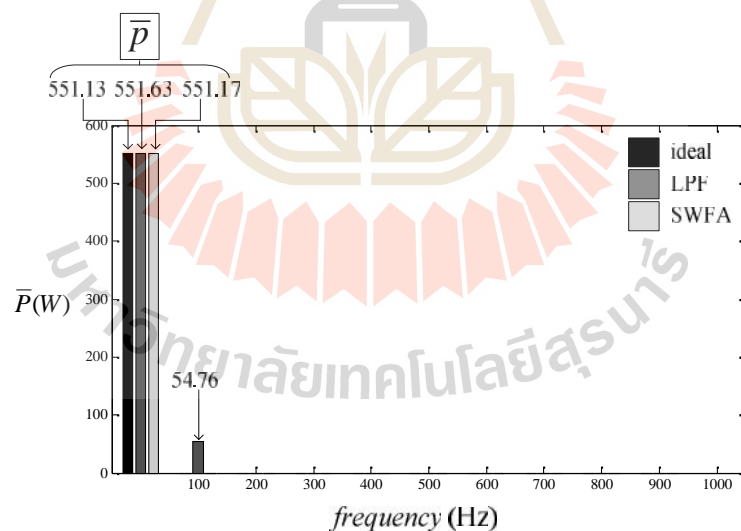
รูปที่ 4.41 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RSDF และวิธี RABC

ส่วนที่ถัดมา คือ การใช้เทคนิค SWFA ทำหน้าที่กรองค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{p}$ ) แทนการใช้งานวงจร LPF การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างการใช้เทคนิค LPF และ SWFA เพื่อพิจารณาเฉพาะเทอม  $\bar{p}$  แสดงได้ ดังรูปที่ 4.42 และ 4.43 ค่า  $\bar{p}_{ideal}$  ในกรณีโหลดสมดุล มีค่าเท่ากับ 551.16 ในขณะที่การใช้เทคนิค LPF และ SWFA เพื่อคำนวณค่า  $\bar{p}$  มีค่าเท่ากับ 551.66 และ 551.17 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาในกรณีโหลดไม่สมดุล ค่า  $\bar{p}_{ideal}$  มีค่าเท่ากับ 551.13 ซึ่งการใช้เทคนิค LPF และ SWFA คำนวณค่า  $\bar{p}$  ได้เท่ากับ 551.63 และ 551.17 ตามลำดับ อีกทั้งการใช้เทคนิค LPF ยังปรากฏค่า  $\tilde{p}_2$  อีกด้วย จากผลการทดสอบดังกล่าว แสดงให้เห็นว่า เทคนิค SWFA มี

สมรรถนะการกรองค่า  $\bar{p}$  ที่ดีกว่าการใช้วงจร LPF เนื่องจากสามารถคำนวณค่า  $\bar{p}$  ได้ใกล้เคียงกับค่า  $\bar{p}_{ideal}$



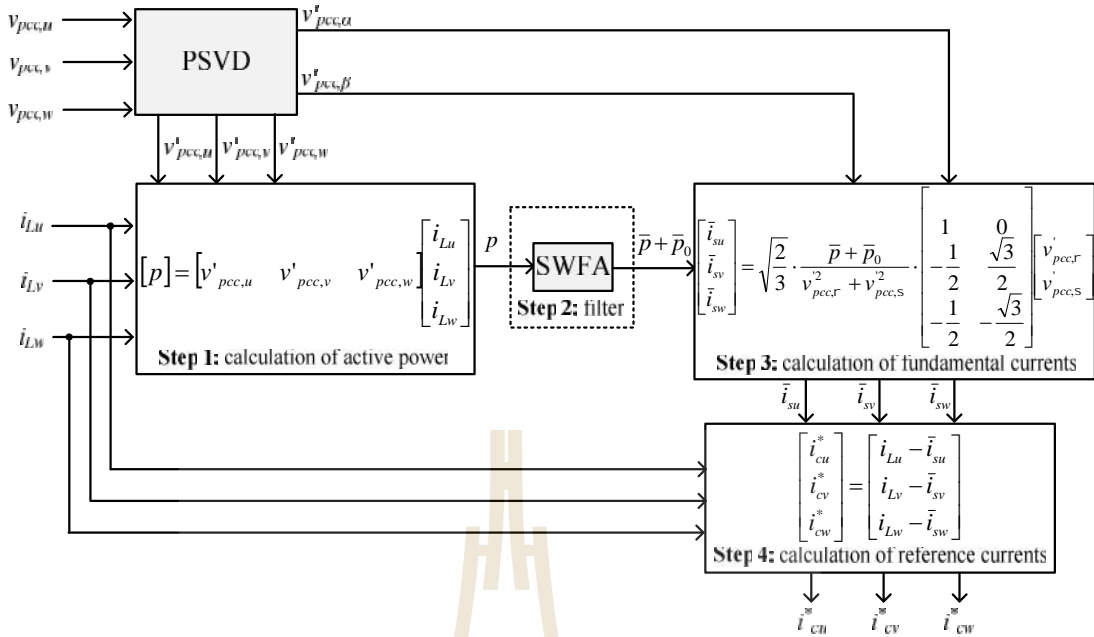
รูปที่ 4.42 สมรรถนะการคำนวณค่า  $\bar{p}$  (LPF, SWFA) กรณีโหลดสมดุล



รูปที่ 4.43 สมรรถนะการคำนวณค่า  $\bar{p}$  (LPF, SWFA) กรณีโหลดไม่สมดุล

#### 4.5.4 การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีพีเอชซีเอฟแบบคงทน

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPHCF ได้รับการพัฒนามาจากวิธี PHC การคำนวณค่า  $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$  และ  $i_{cw}^*$  มีขั้นตอนที่แสดงได้ ดังรูปที่ 4.44



รูปที่ 4.44 บล็อกไดอะแกรมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPHCF

วิธี RPHCF มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึม PSVD และ SWFA เพื่อเพิ่มสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก อัลกอริทึม PSVD ทำหน้าที่ตรวจจับค่าแรงดันไฟฟ้าลำดับเฟสบวกที่จุด PCC บนแกนแอลฟาเบต้า ( $v'_{pcc,r}$ ,  $v'_{pcc,s}$ ) และบนแกนสามเฟส ( $v'_{pcc,u}$ ,  $v'_{pcc,v}$ ,  $v'_{pcc,w}$ ) ค่า  $v'_{pcc,u}$ ,  $v'_{pcc,v}$  และ  $v'_{pcc,w}$  ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟ ( $p$ ) ส่วนค่า  $v'_{pcc,r}$  และ  $v'_{pcc,s}$  ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่มีความถี่มูลฐานบนแกนสามเฟส ( $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$ ,  $\bar{i}_{sw}$ ) ความสำคัญของการเลือกอัลกอริทึม PSVD มาใช้งานร่วมกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPHCF สามารถศึกษาได้จากการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 4.5.2

จากรูปที่ 4.44 บล็อก filter ในขั้นตอนที่สองมีการใช้อัลกอริทึม SWFA ทำหน้าที่คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟสัญญาณตรง ( $\bar{p}$ ) แทนการใช้วงจร LPF เนื่องจากเทคนิค SWFA มีสมรรถนะการคำนวณค่า  $\bar{p}$  ที่ถูกต้อง รายละเอียดผลการทดสอบระหว่างวงจร LPF และอัลกอริทึม SWFA อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.5.3

#### 4.6 การทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก

การทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ใช้ดัชนีชี้วัดสมรรถนะสามส่วน ดัชนีชี้วัดแรก คือ ข้อกำหนดปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า โดยพิจารณาจากค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกเฉลี่ย (average total harmonic current



distortion:  $\%THD_{av}$ ) อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE standard 519 - 2014 ดังสมการที่ (4.34) และสมการที่ (4.35) ตามลำดับ

$$\%THD_k = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{50} I_{sk,h}^2}{I_{sk,1}^2}} \times 100\% ; k = u, v, w \quad (4.34)$$

$$\%THD_{av} = \sqrt{\frac{\%THD_u^2 + \%THD_v^2 + \%THD_w^2}{3}} \quad (4.35)$$

โดยที่  $I_{sk,h}$  คือ แอมพลิจูดของกระแสที่แหล่งจ่ายที่มีอันดับฮาร์โมนิก ( $h$ ) ใด ๆ

ดัชนีชี้วัดที่สอง คือ ข้อกำหนดความสมดุลของกระแสที่แหล่งจ่าย อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE standard 1459 - 2010 โดยพิจารณาจากค่าเปอร์เซ็นต์ตัวประกอบความไม่สมดุลของกระแส (current unbalanced factor:  $\%CUF$ ) ค่า  $\%CUF$  สามารถคำนวณได้สองรูปแบบ รูปแบบแรกคือ ค่า  $\%CUF$  ที่เป็นอัตราส่วนของกระแสที่แหล่งจ่ายลำดับเฟสลบกับลำดับเฟสบวก ( $\%CUF_{(neg/pos)}$ ) ดังสมการที่ (4.36) และรูปแบบที่สอง คือ ค่า  $\%CUF$  ที่เป็นอัตราส่วนของกระแสที่แหล่งจ่ายลำดับเฟสศูนย์กับลำดับเฟสบวก ( $\%CUF_{(zero/pos)}$ ) ดังสมการที่ (4.37) จากสมการดังกล่าว ค่า  $I_{s1(-)}$  คือ ค่ายอดของกระแสที่แหล่งจ่ายลำดับเฟสลบที่มีความถี่มูลฐาน ค่า  $I_{s1(0)}$  คือ ค่ายอดของกระแสที่แหล่งจ่ายลำดับเฟสศูนย์ที่มีความถี่มูลฐาน และค่า  $I_{s1(+)}$  คือ ค่ายอดของกระแสที่แหล่งจ่ายลำดับเฟสบวกที่มีความถี่มูลฐาน

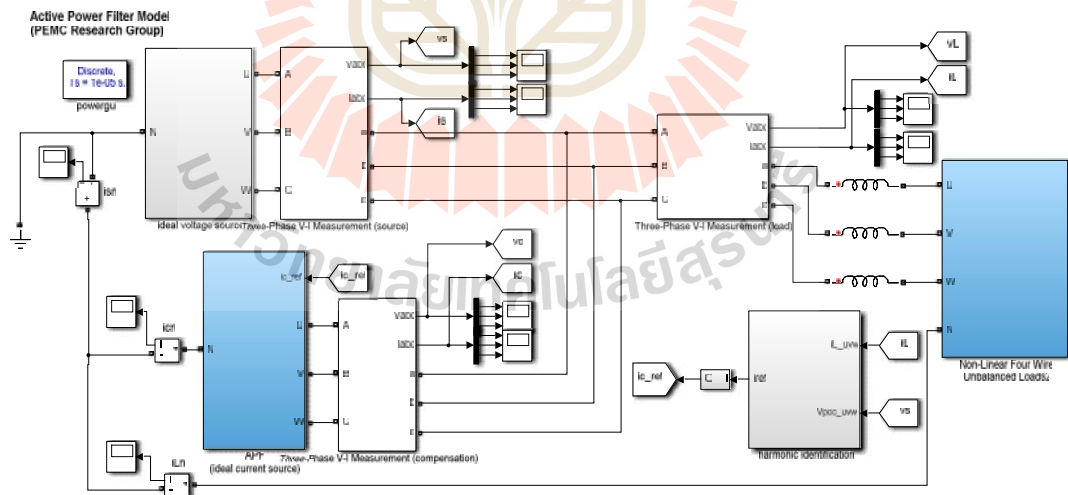
$$\%CUF_{(neg/pos)} = \frac{I_{s1(-)}}{I_{s1(+)}} \times 100\% \quad (4.36)$$

$$\%CUF_{(zero/pos)} = \frac{I_{s1(0)}}{I_{s1(+)}} \times 100\% \quad (4.37)$$

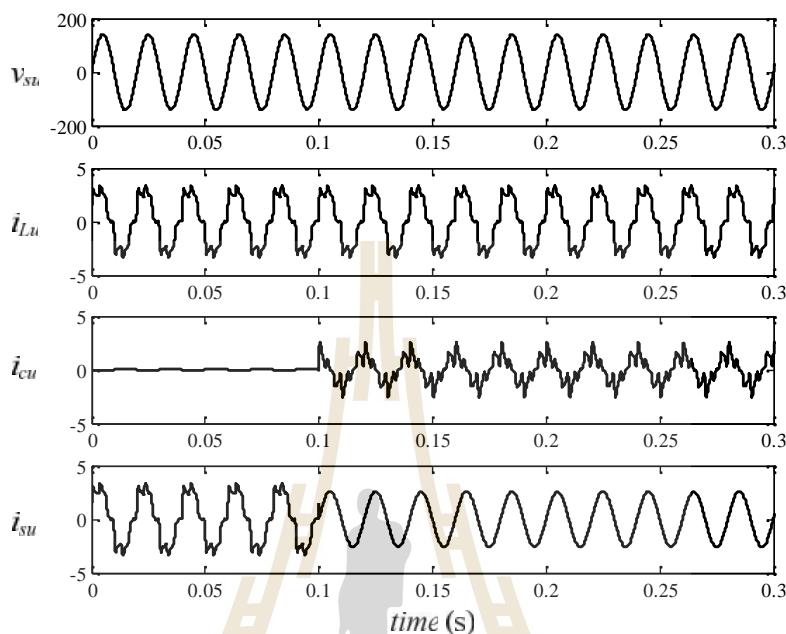
ดัชนีชี้วัดที่สาม คือ ค่าตัวประกอบกำลัง (power factor:  $PF$ ) ดังสมการที่ (4.38) อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE standard 1459 - 2010 โดยที่ค่ากำลังไฟฟ้ารวม ( $P$ ) อธิบายได้ ดังสมการที่

$\{_{kh}$

$$S_e = V_{pcc} I_s = \sqrt{V_{pcc,u}^2 + V_{pcc,v}^2 + V_{pcc,w}^2} \cdot \sqrt{I_{su}^2 + I_{sv}^2 + I_{sw}^2 + I_{sn}^2}$$



ผลการจำลองสถานการณ์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 1 ของเฟส  $u$  กรณีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF แสดงได้ ดังรูปที่ 4.46



รูปที่ 4.46 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี SRF (ระบบทดสอบที่ 1)

การจำลองสถานการณ์ได้กำหนดให้เริ่มฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) เข้าสู่จุด PCC ที่เวลา เท่ากับ 0.1 วินาที เป็นต้นไป จากผลการจำลองสถานการณ์รูปที่ 4.46 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $v_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์และสมดุล แหล่งจ่ายดังกล่าวต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{su}$  ผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ ก่อนการฉีดกระแสชดเชยตั้งแต่เวลา 0 ถึง 0.1 วินาที รูปสัญญาณ  $i_{su}$  จึงมีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$  ซึ่งวัดค่า  $\%THD_u$  ได้เท่ากับ 23.53 % ภายหลังการชดเชยที่เวลา 0.1 วินาที วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสชดเชย ทำการฉีด  $i_{cu}$  เข้าสู่ระบบ ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งวัดค่า  $\%THD_u$  ได้เท่ากับ 0.08 % นอกจากนี้ก่อนการฉีดกระแสชดเชย สามารถตรวจวัดค่า  $PF$  ได้เท่ากับ 0.84 ภายหลังการชดเชย พบว่า ระบบสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยตรวจวัดค่า  $PF$  ได้เท่ากับ 1.00 ส่วนค่า  $\%CUF$  มีค่า เท่ากับ 0 ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชย เนื่องจากระบบทดสอบที่ 1 พิจารณาโหลดแบบสมดุล ผลการจำลองสถานการณ์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 1 กรณีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีดังเดิมแสดงได้ ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 1

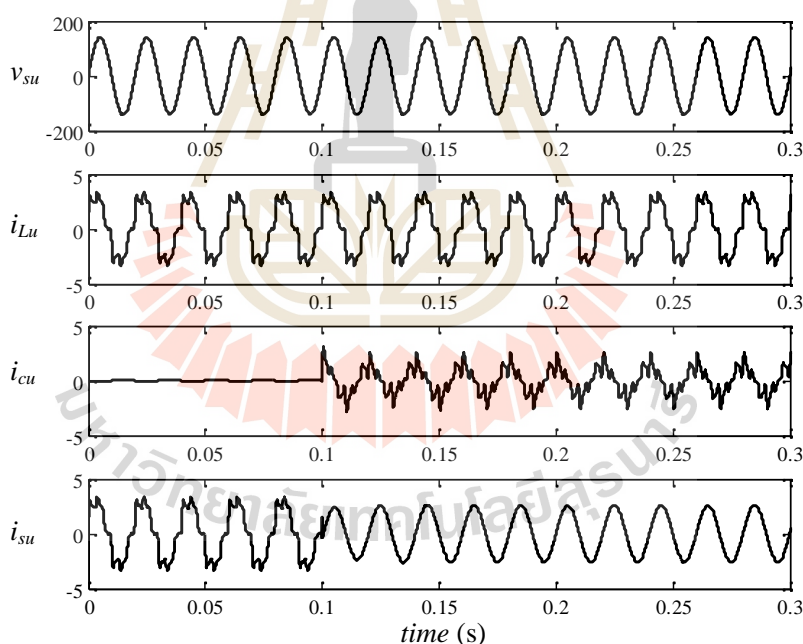
วิธีการระบุเอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก		ค่า % <i>THD</i> ของกระแสที่แหล่งจ่าย				ค่า % <i>CUF</i>	ค่า <i>PF</i>
		เฟส <i>u</i>	เฟส <i>v</i>	เฟส <i>w</i>	เฉลี่ย		
		ก่อนการชดเชย					
		23.53	23.53	23.53	23.53	0.00	0.84
		ภายหลังการชดเชย					
วิธีการ ดั้งเดิม	วิธี SRF	0.80	0.80	0.80	0.80	0.00	1.00
	วิธี PQ	0.80	0.80	0.80	0.80	0.00	1.00
	วิธี CSD	0.80	0.80	0.80	0.80	0.00	1.00
	วิธี PSD	0.80	0.80	0.80	0.80	0.00	1.00
	วิธี ZSD	0.80	0.80	0.80	0.80	0.00	1.00
	วิธี ABC	0.80	0.80	0.80	0.80	0.00	1.00
	วิธี PHC	0.92	0.92	0.92	0.92	0.00	1.00
วิธีการ ใหม่	วิธี RDQF	0.63	0.63	0.63	0.63	0.00	1.00
	วิธี RPQF	0.63	0.63	0.63	0.63	0.00	1.00
	วิธี RCSDF	0.63	0.63	0.63	0.63	0.00	1.00
	วิธี RPSDF	0.63	0.63	0.63	0.63	0.00	1.00
	วิธี RZSDF	0.63	0.63	0.63	0.63	0.00	1.00
	วิธี RABCF	0.63	0.63	0.63	0.63	0.00	1.00
	วิธี RPHCF	0.78	0.78	0.78	0.78	0.00	1.00

จากตารางดังกล่าว การระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธี PQ วิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD และวิธี ABC ให้ผลการกำจัดฮาร์โมนิกที่เหมือนกับวิธี SRF ยกเว้นวิธี PHC ที่ให้ผลการกำจัดฮาร์โมนิกแตกต่างจากวิธีการอื่น ซึ่งวัดค่า %THD<sub>u</sub> เท่ากับ 0.92 % นอกจากนี้ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่ายในแต่ละเฟส และค่าเฉลี่ย รวมถึงค่า %CUF และค่า PF ทั้งหมดแสดงไว้ดังตารางที่ 4.3

ผลการจำลองสถานการณ์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธีการใหม่ สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ยกตัวอย่าง เฟส  $u$  กรณีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์โมนิกด้วยวิธี RDQF แสดงได้ ดัง

รูปที่ 4.47 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ภายหลังการชดเชยรูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชย ค่า  $\%THD_u$  ก่อนและภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 23.53 และ 0.63 ตามลำดับ นอกจากนี้ ระบบที่พิจารณาทดสอบด้วยวิธี RDQF สามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ ค่า  $PF$  ก่อนและภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 0.84 และ 1.00 ตามลำดับ

การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPQF วิธี RCSDF วิธี RPSDF วิธี RZSDF และวิธี RABCF พบว่า ให้ผลการทดสอบที่เหมือนกับวิธี RDQF ทั้งนี้การทดสอบกับวิธี RPHCF ให้ค่า  $\%THD_u$  เท่ากับ 0.78 รายละเอียดของการทดสอบแสดงได้ ดังตารางที่ 4.3 ผลจากตารางดังกล่าว อธิบายได้ว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ทุกวิธี ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธีการดั้งเดิมเพียงเล็กน้อย ทั้งนี้เนื่องจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม มีขั้นตอนการคำนวณและได้รับการออกแบบที่เหมาะสมกับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติ



รูปที่ 4.47 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี RDQF (ระบบทดสอบที่ 1)

#### 4.6.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 2

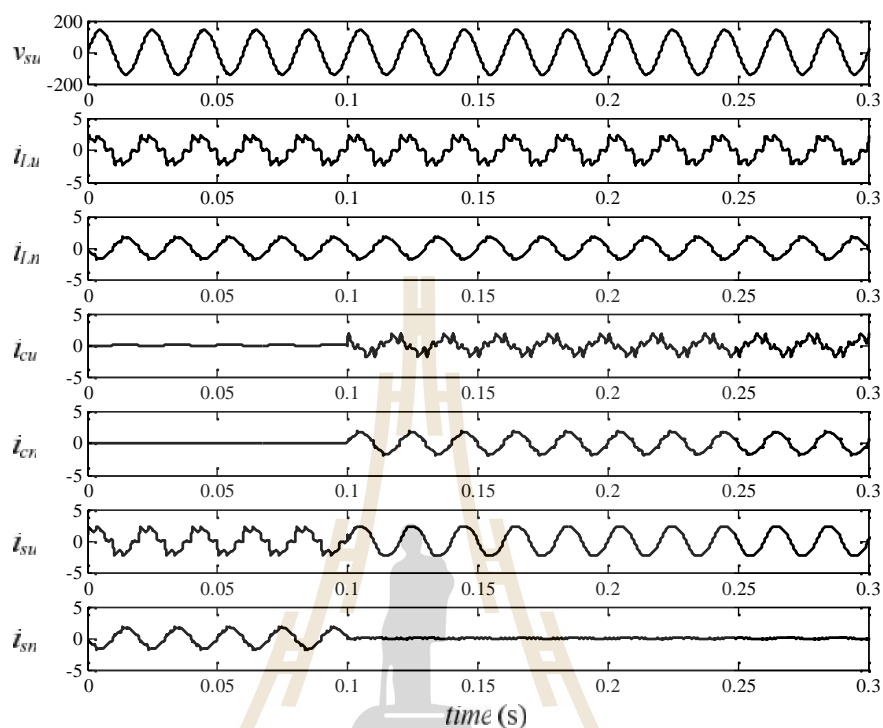
ระบบทดสอบที่ 2 มีการใช้งานโหลดไม่สมดุล ดังนั้น ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกจะปรากฏกระแสนิวทรัลที่แหล่งจ่าย ( $i_{sn}$ ) ที่โหลด ( $i_{Ln}$ ) และกระแสชดเชยนิวทรัล ( $i_{cn}$ ) ผลการจำลองสถานการณ์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 2 ของเฟส  $u$  กรณีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF แสดงได้ ดังรูปที่ 4.48 จากรูปดังกล่าว รูปสัญญาณ  $v_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์ และสมดุล เมื่อทำการต่อแหล่งจ่ายแรงดันเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์เช่นเดียวกับรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$  โดยมีค่า  $\%THD_u$  เท่ากับ 30.65 นอกจากนี้ระบบดังกล่าว ก่อให้เกิด  $i_{sn}$  ซึ่งรูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะเหมือนกับ  $i_{Ln}$  โดยมีค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 19.24 และค่า  $PF$  มีค่า เท่ากับ 0.81

จากนั้นวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ ทำการฉีด  $i_{cu}$  ที่เวลา 0.1 วินาที ปรากฏว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  กลับมามีลักษณะเป็นรูปไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_u$  เท่ากับ 5.27 และผลจากการฉีด  $i_{cn}$  ที่เวลา 0.1 วินาที ทำให้ลดทอนค่า  $i_{sn}$  ให้ใกล้เคียงศูนย์ได้ โดยที่ค่า  $\%CUF$  ภายหลังการชดเชยมีค่า เท่ากับ 0.07 รวมทั้งค่า  $PF$  ภายหลังการชดเชยมีค่า เท่ากับ 1.00 รายละเอียดผลการจำลองสถานการณ์การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 2 กรณีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมถูกนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 4.4 จากตารางดังกล่าวอธิบายได้ว่า ผลการกำจัดฮาร์มอนิก โดยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ วิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD และวิธี ABC มีค่าเท่ากับวิธี SRF ในส่วนการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธี PHC ให้ผลการทดสอบที่แตกต่างจากวิธีการดั้งเดิมทั้งหมด โดยที่วิธีการดังกล่าวให้ค่า  $\%THD_u$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 4.82 ดังนั้นจึงวัดค่า  $\%THD$  ในแต่ละเฟสและค่าเฉลี่ย รวมถึงค่า  $\%CUF$  และ  $PF$  ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชย สำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมทุกวิธีนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 4.4

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก ยกตัวอย่างเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี RDQF แสดงได้ ดังรูปที่ 4.49 จากรูปดังกล่าวสามารถอธิบายรูปสัญญาณได้เช่นเดียวกับรูปที่ 4.50 อย่างไรก็ตามวิธี RDQF ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธี SRF โดยที่ ค่า  $\%THD_u$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.52 ส่วนค่า  $\%CUF$  และ  $PF$  ให้ผลการทดสอบที่เท่ากันกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ทั้งหมดมีรายละเอียดแสดงได้ ดังตารางที่ 4.4

จากตารางที่ 4.4 อธิบายได้ว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RPQF วิธี RCSDF วิธี RPSDF วิธี RZSDF และวิธี RABCF ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกเหมือนกับวิธี RDQF ในส่วนวิธี RPHCF ให้ผลการทดสอบของค่า  $\%THD$  ที่ใกล้เคียงกัน โดยค่า  $\%THD_u$  จากการ

ทดสอบด้วยวิธีดังกล่าวมีค่า เท่ากับ 0.70 อย่างไรก็ตามค่า  $\%CUF$  และ  $PF$  ที่ได้จากการทดสอบด้วยวิธี RPHCF ยังคงให้ผลเช่นเดียวกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีอื่น ๆ



รูปที่ 4.48 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี SRF (ระบบทดสอบที่ 2)

ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 2

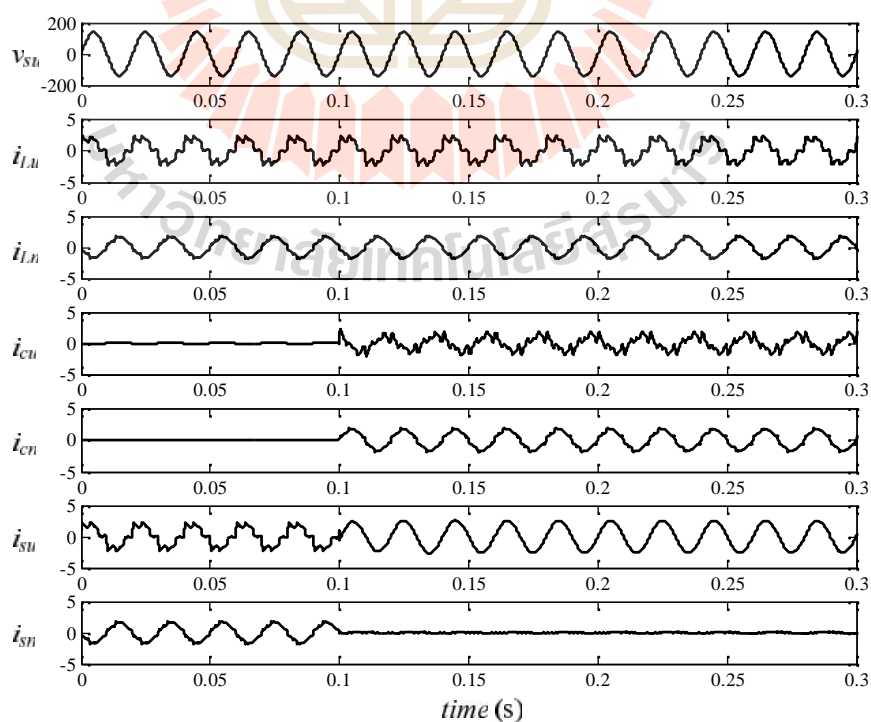
วิธีการระบุเอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก		ค่า % <i>THD</i> ของกระแสที่แหล่งจ่าย				ค่า % <i>CUF</i>	ค่า <i>PF</i>
		เฟส <i>u</i>	เฟส <i>v</i>	เฟส <i>w</i>	เฉลี่ย		
		ก่อนการชดเชย					
		30.65	23.52	20.02	25.12	19.24	0.81
		ภายหลังการชดเชย					
วิธีการ ดั้งเดิม	วิธี SRF	5.27	4.81	5.06	5.05	0.07	1.00
	วิธี PQ	5.27	4.81	5.06	5.05	0.07	1.00
	วิธี CSD	5.27	4.81	5.06	5.05	0.07	1.00
	วิธี PSD	5.27	4.81	5.06	5.05	0.07	1.00
	วิธี ZSD	5.27	4.81	5.06	5.05	0.07	1.00



	วิธี ABC	5.27	4.81	5.06	5.05	0.07	1.00
	วิธี PHC	4.82	4.38	4.63	4.61	0.07	1.00

ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 2 (ต่อ)

วิธีการระบุเอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก		ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย				ค่า %CUF	ค่า PF
		เฟส $u$	เฟส $v$	เฟส $w$	เฉลี่ย		
		ก่อนการชดเชย					
		30.65	23.52	20.02	25.12	19.24	0.81
		ภายหลังการชดเชย					
วิธีการ ใหม่	วิธี RDQF	0.52	0.63	0.74	0.64	0.07	1.00
	วิธี RPQF	0.52	0.63	0.74	0.64	0.07	1.00
	วิธี RCSDF	0.52	0.63	0.74	0.64	0.07	1.00
	วิธี RPSDF	0.52	0.63	0.74	0.64	0.07	1.00
	วิธี RZSDF	0.52	0.63	0.74	0.64	0.07	1.00
	วิธี RABCF	0.52	0.63	0.74	0.64	0.07	1.00
	วิธี RPHCF	0.70	0.77	0.86	0.78	0.07	1.00



รูปที่ 4.49 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี RDQF  
(ระบบทดสอบที่ 2)

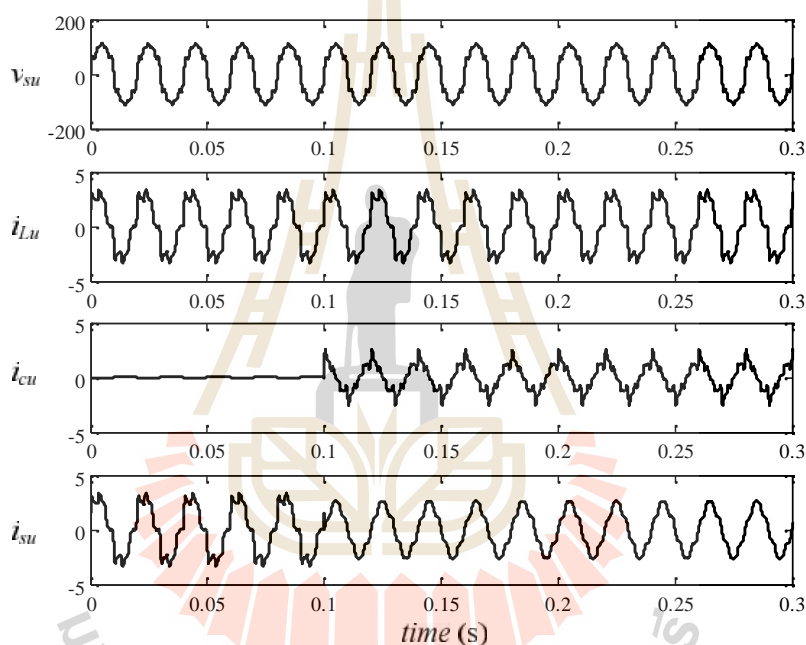
ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งของผลการทดสอบ คือ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ให้ค่าดัชนีชี้วัด  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยที่น้อยกว่าวิธีการดั้งเดิมมาก ๆ ทั้งนี้เนื่องจากระบบทดสอบที่พิจารณาเป็นโหลดไม่สมดุล ซึ่งจะปรากฏปริมาณฮาร์มอนิกที่ความถี่ 100 เฮิรตซ์ ( $\tilde{i}_{Ld2}, \tilde{p}_2$ ) ดังรูปที่ 4.28 และ 4.40 ตามลำดับ วงจร LPF ในส่วนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมถูกออกแบบให้มีค่าความถี่ตัด เท่ากับ 50 เฮิรตซ์ วงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อกมีคุณลักษณะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ไม่สมบูรณ์ ด้วยเหตุนี้ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมจึงมีข้อด้อยทางด้านสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกในส่วนดังกล่าว

#### 4.6.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 3

ผลการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF แสดงได้ ดังรูปที่ 4.50 ระบบทดสอบที่ 3 กำหนดให้แรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ รายละเอียดอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.4.3 ด้วยเหตุนี้ สัญญาณ  $v_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ เมื่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติฉีด  $i_{cu}$  เข้าสู่จุด PCC ที่เวลา 0.1 วินาที ปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น อย่างไรก็ตาม วิธี SRF ให้ผลการคำนวณค่า  $i_{cu}^*$  ที่คลาดเคลื่อนในกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (รายละเอียดของปัญหาศึกษาได้ในหัวข้อที่ 4.5.1) ผลดังกล่าวทำให้ค่า  $\%THD_u$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 12.21 ซึ่งเป็นค่าที่สูงกว่าข้อกำหนดของ IEEE standard 519-2014 โดยที่ ค่า  $\%THD_u$  ก่อนการชดเชยมีค่า เท่ากับ 23.53 ระบบทดสอบที่ 3 พิจารณากับโหลดสมดุล ด้วยเหตุนี้ ค่า  $\%CUF$  ก่อนและภายหลังการชดเชย จึงมีค่าเท่ากับ 0 นอกจากนี้วิธี SRF ยังให้ผลการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังที่ดี โดยที่ ค่า  $PF$  ก่อนและภายหลังการชดเชยมีค่า เท่ากับ 0.84 และ 0.99 ตามลำดับ รายละเอียดของค่า  $\%THD$  ในแต่ละเฟสและค่าเฉลี่ย รวมถึงผลการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมทุกวิธีแสดงไว้ ตามตารางที่ 4.5

จากตารางที่ 4.5 อธิบายได้ว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกแบบดั้งเดิมในแต่ละวิธีการ ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่แตกต่างกัน วิธี PQ และวิธี ABC ให้ผลการทดสอบที่เหมือนกัน โดยที่ ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยของทั้งสองวิธีการมีค่า เท่ากับ 16.63 ซึ่งค่าดังกล่าวสูงกว่าวิธีอื่น ทั้งนี้มีปัจจัยหลักจากผลกระทบทางด้านกระบวนการคำนวณค่า  $i_{cu}^*$  ที่คลาดเคลื่อนเมื่อมีการพิจารณาแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (รายละเอียดของปัญหาศึกษาได้ในหัวข้อที่ 4.5.2) ประเด็นจุดบกพร่องเพิ่มเติมสำหรับวิธี PQ คือ การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้า ( $p, q$ ) และการคำนวณค่ากระแส

อ้างอิงบนแกนแอลฟาเบต้าศูนย์ ( $i_r^*, i_s^*, i_0^*$ ) ที่ใช้สมการการคำนวณตามขั้นตอนที่สองและสี่ตามลำดับ (รายละเอียดดูได้จากรูปที่ 3.4) มีผลกระทบต่อการคำนวณค่า  $i_{cu}^*$  ที่คลาดเคลื่อนมากกว่าวิธีการอื่นเมื่อพิจารณาแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ประเด็นจุดบกพร่องเพิ่มเติมสำหรับวิธี ABC คือ การคำนวณค่ากระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายที่ความถี่มูลฐานบนแกนสามเฟส ( $\bar{i}_{su}, \bar{i}_{sv}, \bar{i}_{sw}$ ) โดยใช้สมการตามขั้นตอนที่สาม (รายละเอียดดูได้จากรูปที่ 3.5) มีผลต่อการคำนวณค่า  $i_{cu}^*$  เช่นเดียวกับวิธี PQ อย่างไรก็ตามวิธี PQ และวิธี ABC ยังคงสามารถหาค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยค่า  $PF$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.99



รูปที่ 4.50 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี SRF (ระบบทดสอบที่ 3)

ในส่วนของผลการทดสอบด้วยวิธี CSD วิธี PSD และวิธี ZSD ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยใกล้เคียงกัน โดยค่า  $\%THD_{av}$  ของทั้งสามวิธีการมีค่า เท่ากับ 15.5 ทั้งนี้เนื่องจาก วิธีการทั้งสามมีขั้นตอนการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงที่คล้ายคลึงกัน อย่างไรก็ตามวิธีการในกลุ่ม SD ยังคงสามารถหาค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่ ค่า  $PF$  ภายหลังการชดเชย ของวิธี CSD วิธี PSD และวิธี ZSD มีค่า เท่ากับ 1.00 0.95 และ 1.00 ตามลำดับ วิธี CSD และวิธี ZSD ให้ผลการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังที่ดีกว่าวิธี PSD เล็กน้อย ทั้งนี้เป็นผลมาจาก วิธีการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}, \bar{i}_{sv}$

และ  $\bar{i}_{sw}$  ด้วยวิธี PSD ตั้งสมมติฐานการพิสูจน์โดยพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าเป็นหลัก (แรงดันและกระแส) ดังนั้น เมื่อทดสอบกับระบบที่มีแหล่งจ่ายไม่อุดมคติ จึงส่งผลต่อการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ที่คลาดเคลื่อนมากกว่าวิธี CSD และวิธี ZSD

วิธี PHC ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกดีที่สุดในกลุ่มการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม โดยพบว่า วิธี PHC ให้ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 2.83 ทั้งนี้เนื่องจากการใช้งานวงจร Linear-PLL ทำให้การคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  มีความถูกต้อง (การทำงานของวงจร Linear-PLL ศึกษาได้ในหัวข้อที่ 3.4.4) อย่างไรก็ตาม วิธี PHC ยังสามารถปรับปรุงสมรรถนะได้ หากได้รับการพัฒนาในส่วนวงจรกรองความถี่ นอกจากนี้ วิธี PHC ยังให้สมรรถนะการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่ ค่า  $PF$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.98

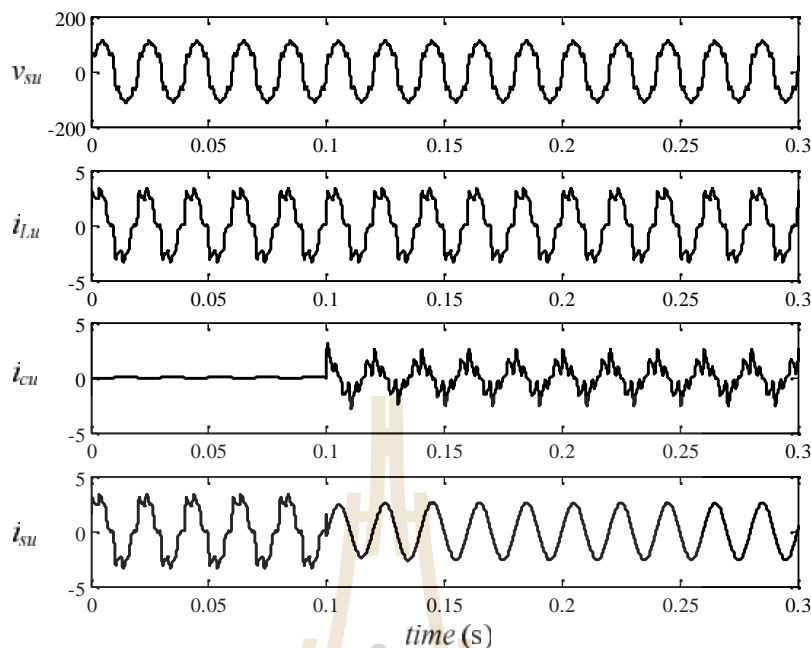
ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 3

วิธีการระบุเอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก		ค่า %THD ของกระแสที่แหล่งจ่าย				ค่า %CUF	ค่า PF
		เฟส <i>u</i>	เฟส <i>v</i>	เฟส <i>w</i>	เฉลี่ย		
		ก่อนการชดเชย					
		23.53	23.53	23.53	23.53	0.00	0.84
		ภายหลังการชดเชย					
วิธีการ ดั้งเดิม	วิธี SRF	12.21	10.51	10.42	11.08	0.00	0.99
	วิธี PQ	15.66	14.39	19.44	16.63	11.92	0.99
	วิธี CSD	20.65	13.07	11.22	15.53	11.18	1.00
	วิธี PSD	20.62	13.07	11.24	15.52	11.78	0.95
	วิธี ZSD	20.65	13.07	11.22	15.53	11.18	1.00
	วิธี ABC	15.66	14.39	19.44	16.63	11.92	0.99
	วิธี PHC	2.91	2.51	3.03	2.83	0.00	0.98
วิธีการ ใหม่	วิธี RDQF	1.02	1.01	1.02	1.02	0.00	0.98
	วิธี RPQF	1.02	1.01	1.02	1.02	0.00	0.98
	วิธี RCSDF	1.02	1.01	1.02	1.02	0.00	0.98
	วิธี RPSDF	1.02	1.01	1.02	1.02	0.92	0.98
	วิธี RZSDF	1.02	1.01	1.02	1.02	0.00	0.98
	วิธี RABCF	2.65	2.48	2.56	2.56	0.00	0.98
	วิธี RPHCF	0.77	0.77	0.77	0.77	0.00	0.98

ผลจากตารางที่ 4.5 สังเกตได้ว่า วิธี PQ วิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD และวิธี ABC ไม่สามารถทำให้กระแสที่แหล่งจ่ายเข้าสู่สถานะสมดุลได้ ซึ่งค่า  $\%CUF$  ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 11.92 11.18 11.78 11.18 และ 11.92 ตามลำดับ ปัญหาที่เกิดขึ้นดังกล่าวมีปัจจัยแตกต่างตามแต่ละวิธีการ ประเด็นข้อบกพร่องสำหรับวิธี PQ คือ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในขั้นตอนที่สี่ (รายละเอียดดูได้จากรูปที่ 3.4) ขั้นตอนดังกล่าวเป็นการคำนวณค่า  $i_r^*$ ,  $i_s^*$  และ  $i_0^*$  จากขั้นตอนดังกล่าว สังเกตได้ว่า สมการที่คำนวณค่า  $i_r^*$ ,  $i_s^*$  และ  $i_0^*$  ปรากฏค่า  $v_{pcc,0}$  สำหรับใช้ในการคำนวณ เพราะเป็นการพิจารณาแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติในการทดสอบนี้ ด้วยเหตุนี้ ค่า  $i_r^*$ ,  $i_s^*$  และ  $i_0^*$  จึงมีความคลาดเคลื่อนไปจากที่ควรจะเป็น โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่า  $i_0^*$  ซึ่งมีผลโดยตรงต่อการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในลำดับเฟสศูนย์ ประเด็นข้อบกพร่องสำหรับวิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD และวิธี ABC คือ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในขั้นตอนที่สาม (รายละเอียดดูได้จากรูปที่ 3.5) ขั้นตอนดังกล่าวเป็นการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ค่าดังกล่าวจะมีความถูกต้อง ก็ต่อเมื่อปรากฏปริมาณที่ความถี่มูลฐาน (50 เฮิรตซ์) เท่านั้น อย่างไรก็ตาม สมการที่ใช้คำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ด้วยวิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD และวิธี ABC เกี่ยวข้องกับค่า  $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$  และ  $v_{pcc,w}$  ซึ่งค่าดังกล่าวมีลักษณะไม่อุดมคติ ดังนั้น ค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ที่ถูกคำนวณได้จะปรากฏปริมาณที่ความถี่มูลฐานและความถี่ ฮาร์มอนิก เมื่อนำค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ไปหักลบกับค่า  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ในขั้นตอนที่สี่ จะทำให้ได้ค่า  $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$  และ  $i_{cw}^*$  ที่ไม่ถูกต้อง

ข้อสังเกตอีกประการหนึ่ง คือ วิธี SRF และวิธี PHC สามารถทำให้กระแสที่แหล่งจ่ายเข้าสู่สถานะสมดุลได้ ประเด็นข้อเด่นสำหรับวิธี SRF คือ การคำนวณค่า  $i_0^*$  ไม่เกี่ยวข้องกับค่า  $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$  และ  $v_{pcc,w}$  (รายละเอียดดูได้จากรูปที่ 3.3) ด้วยเหตุนี้จึงไม่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในลำดับเฟสศูนย์เมื่อเกิดกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ประเด็นข้อเด่นสำหรับวิธี PHC คือ สมการการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ในขั้นตอนที่สาม (รายละเอียดดูได้จากรูปที่ 3.6) ปรากฏเฉพาะค่า  $v'_{pcc,r}$  และ  $v'_{pcc,s}$  สำหรับใช้ในการคำนวณ ซึ่งไม่มีการใช้ค่า  $v'_{pcc,0}$  โดยที่ค่า  $v'_{pcc,r}$  และ  $v'_{pcc,s}$  คำนวณได้จากวงจร Linear-PLL ด้วยเหตุนี้ ขั้นตอนการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  จึงไม่มีผลกระทบจากแรงดันไฟฟ้าลำดับเฟสศูนย์

รูปที่ 4.51 คือ ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 3 ยกตัวอย่าง เฟส  $u$  กรณีใช้วิธี RDQF จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ภายหลังการชดเชยสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยค่า  $\%THD_u$  เท่ากับ 1.02 ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าวิธี RDQF มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธี SRF ผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิก โดยใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่แสดงได้ ดังตารางที่ 4.5



รูปที่ 4.51 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี RDQF  
(ระบบทดสอบที่ 3)

จากตารางที่ 4.5 พบว่า วิธี RPQF วิธี RCSDF วิธี RPSDF และวิธี RZSDF ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่เหมือนกับวิธี RDQF ผลการกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้วิธี RABCF ให้ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 2.56 โดยมีวิธี RPHCF ที่มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกดีที่สุด โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.77 การระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการใหม่ทุกวิธีสามารถชดเชยความสมดุลของกระแสที่แหล่งจ่าย และค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยพิจารณาผลการทดสอบได้ ตามตารางที่ 4.5 ข้อสังเกตประการหนึ่งของผลการทดสอบ คือ วิธี RPSDF ให้ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 0.92 ซึ่งแตกต่างจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีอื่น ๆ ทั้งนี้เนื่องจาก การทำงานของวงจร SRF-PLL มีสมรรถนะการตรวจจับมุมเฟสที่ใกล้เคียงอุดมคติ ซึ่งแสดงได้จากผลการทดสอบวงจรดังกล่าว ตามตารางที่ 4.2 ผลจากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า การทดสอบวงจร SRF-PLL ยังคงปรากฏค่า  $\%u$  เล็กน้อยในกรณีแหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ส่วนบทพร่องดังกล่าวทำให้การคำนวณค่า  $v'_{pcc,u}$ ,  $v'_{pcc,v}$  และ  $v'_{pcc,w}$  เกิดความคลาดเคลื่อนตามมาด้วย จากนั้นค่า  $v'_{pcc,u}$ ,  $v'_{pcc,v}$  และ  $v'_{pcc,w}$  ถูกใช้ในการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  ตามขั้นตอนที่สาม (รายละเอียดดูได้จากรูปที่ 4.41) ด้วยสมการการคำนวณสำหรับวิธี RPSDF สมการดังกล่าวตั้งสมมติฐานการพิสูจน์ที่เกี่ยวข้องกับค่ากำลังไฟฟ้า (กระแสและแรงดัน) เป็นหลัก ดังนั้น หากค่า  $v'_{pcc,u}$ ,  $v'_{pcc,v}$  และ  $v'_{pcc,w}$  เกิดความคลาดเคลื่อนขึ้น สมการ

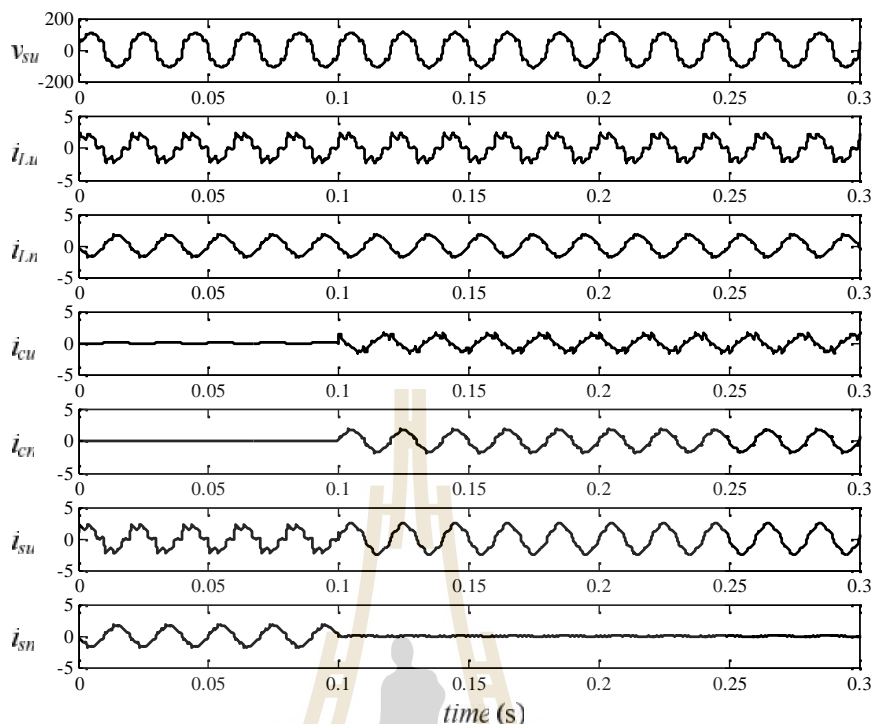


การคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  สำหรับวิธี RPSDF จะได้รับผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนดังกล่าวมากกว่าวิธีการอื่น อย่างไรก็ตาม ค่าความคลาดเคลื่อนที่ได้กล่าวในข้างต้นมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับวิธีดั้งเดิม ดังนั้น ผลการทดสอบของค่า %CUF สำหรับวิธี RPSDF ยังคงอยู่ในกรอบที่ยอมรับได้ตามมาตรฐานของ IEEE standard 1459 - 2010

#### 4.6.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 4

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 4 แสดงได้ ดังรูปที่ 4.52 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ระบบทดสอบที่ 4 เป็นการพิจารณากรณีแหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ด้วยเหตุนี้ สัญญาณ  $v_{su}$  จึงมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์และไม่สมดุล รวมทั้งปรากฏกระแสฉนวนทรอล ซึ่งพิจารณาได้จากสัญญาณ  $i_{Ln}$ ,  $i_{sn}$  และ  $i_{cn}$  ระบบก่อนการชดเชย พบว่า สัญญาณ  $i_{su}$  ผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ตามรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$  โดยที่ค่า %THD<sub>u</sub> เท่ากับ 30.65 รูปสัญญาณ  $i_{sn}$  ปรากฏขึ้นโดยมีลักษณะเช่นเดียวกับสัญญาณ  $i_{Ln}$  โดยที่ค่า %CUF เท่ากับ 19.25 และค่า PF ก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 0.85 ระบบภายหลังการชดเชยตั้งแต่เวลา 0.1 วินาที พบว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ ทำการฉีด  $i_{cu}$  เข้าสู่ระบบ ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น แต่ยังคงมีรูปร่างผิดเพี้ยน โดยที่ค่า %THD<sub>u</sub> เท่ากับ 12.00 ซึ่งเป็นค่าที่เกินจากข้อกำหนดของ IEEE standard 519 - 2014 ปัญหาดังกล่าวเกิดขึ้น เนื่องจากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF ให้ผลการคำนวณค่า  $i_{cu}^*$  ที่ผิดเพี้ยน เมื่อพิจารณาในระบบแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ (รายละเอียดสามารถศึกษาได้ในหัวข้อที่ 4.5.1) นอกจากนี้ตั้งแต่เวลา 0.1 วินาที วงจรกรองกำลังแอกทีฟได้ฉีด  $i_{cn}$  เข้าสู่ระบบส่งผลให้สัญญาณ  $i_{sn}$  มีค่าที่เข้าใกล้ศูนย์ ผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าวิธี SRF สามารถทำให้กระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะกลับมาอยู่ในสถานะสมดุล โดยที่ค่า %CUF เท่ากับ 0.00 ทั้งนี้เนื่องจาก แนวทางการคำนวณค่า  $i_0^*$  ไม่ขึ้นกับผลของแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติวิธี SRF และวิธี PHC เป็นเพียงสองวิธีการที่สามารถชดเชยให้กระแสที่แหล่งจ่ายกลับสู่สถานะสมดุลได้ โดยค่า %CUF เท่ากับ 0.00 และ 0.06 ตามลำดับ ประเด็นดังกล่าวอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.6.3





รูปที่ 4.52 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี SRF  
(ระบบทดสอบที่ 4)

นอกจากนี้ ระบบดังกล่าวที่ใช้วิธี SRF ยังคงสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่ค่า  $PF$  ภายหลังการชดเชย มีค่า เท่ากับ 0.99 รายละเอียดผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมทุกวิธีแสดงไว้ ดังตารางที่ 4.6 จากตารางที่ 4.6 อธิบายได้ว่า ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ วิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD วิธี ABC และวิธี PHC ให้ผลค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 15.66 17.84 17.83 17.84 15.66 และ 7.00 ตามลำดับ ซึ่งสังเกตได้ว่า วิธี PHC ให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกดีที่สุดในกลุ่มการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม ทั้งนี้เนื่องจาก การใช้งานวงจร Linear-PLL ในอัลกอริทึม PHC อย่างไรก็ตาม การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมทุกวิธียังคงชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยนำเสนอค่า  $PF$  ภายหลังการชดเชยของแต่ละวิธีการ ดังตารางที่ 4.6

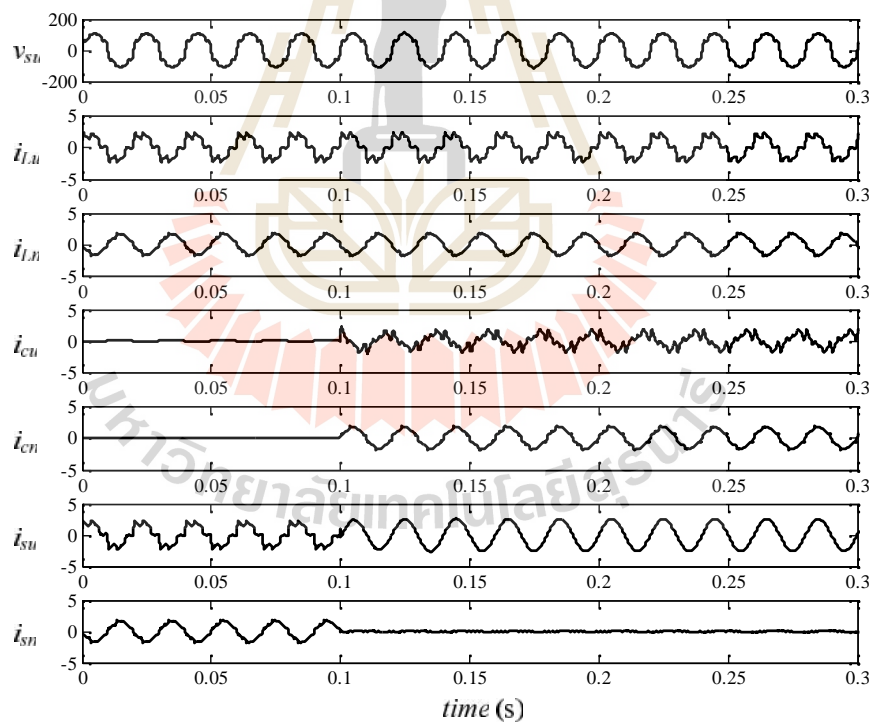
ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก โดยใช้การระบุเอกลักษณ์เอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF แสดงได้ ดังรูปที่ 4.53 จากผลการจำลองสถานการณ์รูปที่ 4.53 สังเกตได้ว่า ภายหลังการชดเชย สัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะใกล้เคียงสัญญาณไซน์มากกว่าสัญญาณ  $i_{sn}$  ที่ใช้การ

ระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี SRF โดยที่ค่า  $\%THD_u$  เท่ากับ 0.99 ดังนั้น วิธี RDQF ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธี SRF รวมถึงสัญญาณ  $i_{sn}$  มีลักษณะรูปสัญญาณเข้าใกล้ศูนย์ แสดงให้เห็นว่า กระแสที่แหล่งจ่ายกลับมามีอยู่ในสภาวะที่สมดุล โดยมีค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 0.07 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่แสดงได้ ดังตารางที่ 4.6 จากตารางดังกล่าว ค่า  $\%CUF$  ที่ได้จากวิธี RPQF วิธี RCSDF วิธี RPSDF วิธี RZSDF วิธี RABCF และวิธี RPHCF มีค่า เท่ากับ 0.07 0.07 0.07 0.86 0.07 0.07 และ 0.07 ตามลำดับ ดังนั้นค่า  $\%CUF$  ด้วยวิธี RPSDF ให้ค่ามากกว่าวิธีอื่นในกลุ่มการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการใหม่ ทั้งนี้มีเหตุผลจากการอธิบายในหัวข้อที่ 4.6.3

ตารางที่ 4.6 การเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 4

วิธีการระบุเอกลักษณ์ ฮาร์มอนิก		ค่า % <i>THD</i> ของกระแสที่แหล่งจ่าย				ค่า % <i>CUF</i>	ค่า <i>PF</i>
		เฟส <i>u</i>	เฟส <i>v</i>	เฟส <i>w</i>	เฉลี่ย		
		ก่อนการชดเชย					
		30.65	23.52	20.02	25.12	19.25	0.85
		ภายหลังการชดเชย					
วิธีการ ดั้งเดิม	วิธี SRF	12.00	9.50	9.48	10.39	0.00	0.99
	วิธี PQ	17.95	11.84	16.53	15.66	11.32	1.00
	วิธี CSD	25.65	13.10	11.17	17.84	10.66	0.99
	วิธี PSD	25.63	13.10	11.19	17.83	11.88	0.95
	วิธี ZSD	25.65	13.10	11.17	17.84	10.66	0.99
	วิธี ABC	17.95	11.84	16.53	15.66	11.32	1.00
	วิธี PHC	7.23	6.62	7.14	7.00	0.06	0.98
วิธีการ ใหม่	วิธี RDQF	0.99	1.01	1.08	1.02	0.07	0.98
	วิธี RPQF	0.99	1.01	1.08	1.02	0.07	0.98
	วิธี RCSDF	0.99	1.01	1.08	1.02	0.07	0.98
	วิธี RPSDF	0.99	1.01	1.08	1.02	0.86	0.98
	วิธี RZSDF	0.99	1.01	1.08	1.02	0.07	0.98
	วิธี RABCF	2.65	2.48	2.57	2.57	0.07	0.98
	วิธี RPHCF	0.69	0.77	0.86	0.78	0.07	0.98

จากตารางที่ 4.6 พบว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ทุกวิธีให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าวิธีการดั้งเดิม ค่า  $\%THD_{av}$  ที่ได้จากวิธี RPQF วิธี RCSDF วิธี RPSDF วิธี RZSDF วิธี RABCF และวิธี RPHCF มีค่าเท่ากับ 1.02 1.02 1.02 1.02 2.57 และ 0.78 ตามลำดับ ซึ่งสังเกตได้ว่า วิธี RABCF ให้ผล  $\%THD_{av}$  ที่มากกว่าวิธีการอื่น ๆ เล็กน้อย ทั้งนี้เกิดจากสองประเด็น ประเด็นแรก คือ สมรรถนะการทำงานของวงจร SRF-PLL (อภิปรายไว้ในหัวข้อที่ 4.6.3) ผลจากประเด็นแรกต่อเนื่องมายังประเด็นที่สอง คือ สมการการคำนวณค่า  $\bar{i}_{su}$ ,  $\bar{i}_{sv}$  และ  $\bar{i}_{sw}$  สำหรับวิธี RABCF มีผลต่อความคลาดเคลื่อนของค่า  $v'_{pcc,u}$ ,  $v'_{pcc,v}$  และ  $v'_{pcc,w}$  มากกว่าวิธีการอื่น อย่างไรก็ตาม การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ทุกวิธียังคงให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี นอกจากนี้ยังสามารถชดเชยให้กระแสที่แหล่งจ่ายเข้าสู่สถานะสมดุล และชดเชยค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่งได้ รายละเอียดของผลการทดสอบทั้งหมดนำเสนอไว้ตามตารางที่ 4.6



รูปที่ 4.53 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกเฟส  $u$  กรณีใช้วิธี RDQF (ระบบทดสอบที่ 4)

## 4.7 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการใหม่ เนื่องจากวิธีการดั้งเดิมไม่สามารถให้สมรรถนะการจัดฮาร์มอนิกที่ดีในกรณีที่แรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ หรือกรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นไม่สมดุล หลักการวิธีฟูรีเยร์ในส่วนของวงจรกรองความถี่ และตัวตรวจจับแรงดันมูลฐานลำดับเฟสบวก จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม การทดสอบสมรรถนะการจัดฮาร์มอนิกดำเนินการกับสี่ระบบทดสอบ ซึ่งผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธีการดั้งเดิมกับวิธีการใหม่ พบว่าวิธีการใหม่ให้สมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ที่ดีกว่าวิธีการดั้งเดิม ทั้งสี่ระบบทดสอบ ด้วยเหตุนี้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้เลือกใช้การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF สำหรับทำหน้าที่คำนวณกระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย เนื่องจากวิธีการดังกล่าวมีสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกที่ดีกับระบบอุดมคติและไม่อุดมคติ ประการที่สอง คือ ระบบควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟพิจารณาอยู่บนแกนคิวิศูนย์ ดังนั้น การเลือกใช้อัลกอริทึม RDQF ที่พิจารณาอยู่บนแกนคิวิศูนย์เหมือนกันจึงมีความเหมาะสม นอกจากนี้อัลกอริทึมดังกล่าวยังสามารถประยุกต์ สำหรับการเลือกระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกในบางอันดับที่สำคัญได้



## บทที่ 5

### แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการออกแบบสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ ในระบบสามเฟสสี่สาย

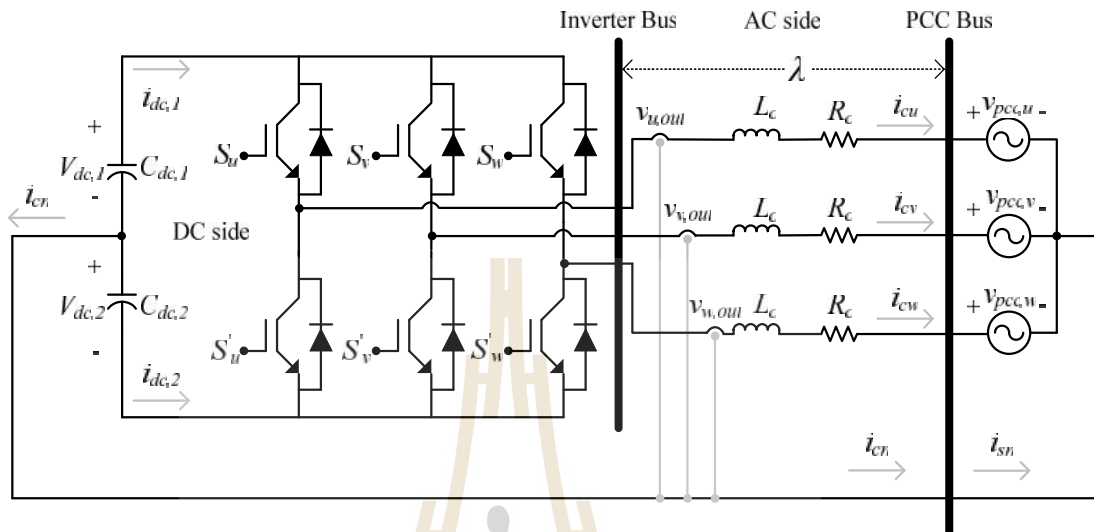
#### 5.1 บทนำ

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย มีวัตถุประสงค์หลัก เพื่อใช้ในการออกแบบโครงสร้างระบบควบคุมของวงจรรอกำลังแอกทีฟ การหาแบบจำลองในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ พิจารณาการออกแบบระบบควบคุมบนแกนดีคิวศูนย์ ดังนั้น การศึกษาเริ่มต้นจากการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟบนแกนสามเฟส และบนแกนดีคิวศูนย์ ตามลำดับ บทนี้ได้ดำเนินการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง เพื่อยืนยันว่าแบบจำลองดังกล่าวสามารถนำมาใช้อ้างอิงได้ ผลเฉลยของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้ นำไปสู่การออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ ซึ่งแบ่งออกเป็นสองโครงสร้าง คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง อีกปัจจัยหนึ่งที่สำคัญสำหรับการออกแบบระบบควบคุมให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่เหมาะสม ซึ่งการออกแบบทั้งหมดได้ถูกนำเสนอไว้ในบทนี้

#### 5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

วงจรรอกำลังแอกทีฟ ดังรูปที่ 5.1 มีลักษณะโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันใช้ไอจีบีที ทำหน้าที่ เป็นสวิตช์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง วงจรดังกล่าวเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดัน และโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling: PCC) ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $L_C$ ) และตัวต้านทาน ( $R_C$ ) ทั้งสามเฟส โดยมีกระแสชดเชย ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) ไหลผ่านจากแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ( $v_{u,out}, v_{v,out}, v_{w,out}$ ) ไปยังแรงดันที่จุด PCC ( $v_{pcc,u}, v_{pcc,v}, v_{pcc,w}$ ) ค่ากระแสดังกล่าวถูกนำไปหักลบกับค่ากระแสที่โหลด ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}$ ) เพื่อลดทอนกระแสฮาร์มอนิกที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}, i_{sv}, i_{sw}$ ) ให้น้อยลง การพิจารณาวจรทางด้านดีซี พบว่า ตัวเก็บประจุ ( $C_{dc1}, C_{dc2}$ ) ทำหน้าที่ เก็บสะสมพลังงาน เพื่อใช้สำหรับการฉีดกระแสชดเชย จุดต่อร่วมระหว่าง

ตัวเก็บประจุทั้งสองถูกต่อเข้ากับจุด PCC ค่ากระแสชดเชยนิวทอล ( $i_{cn}$ ) ถูกใช้สำหรับชดเชยให้กับค่ากระแสนิวทอลที่แหล่งจ่าย ( $i_{sn}$ )



รูปที่ 5.1 โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย

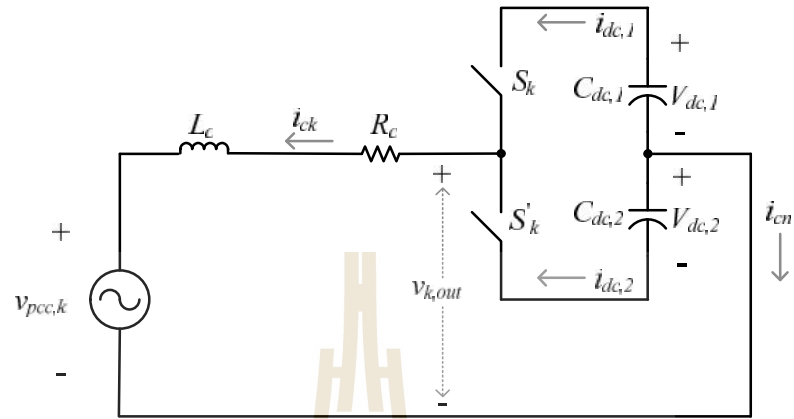
### 5.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนสามเฟส

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เริ่มต้นจากการใช้กฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ทางด้านเอซี เพื่อหาสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชย ดังสมการที่ (5.1) ทั้งนี้เพื่อให้การพิสูจน์มีความเข้าใจที่ง่ายขึ้น ผู้วิจัยได้อ้างอิงการวิเคราะห์ผ่านวงจรสมมูลของเฟสใด ๆ ( $k$ ) ดังรูปที่ 5.2 โดยที่  $k$  แทนเฟส  $u$ ,  $v$  และ  $w$

$$L_c \frac{di_{ck}}{dt} = v_{k,out} - R_c i_{ck} - v_{pcc,k} \quad (5.1)$$

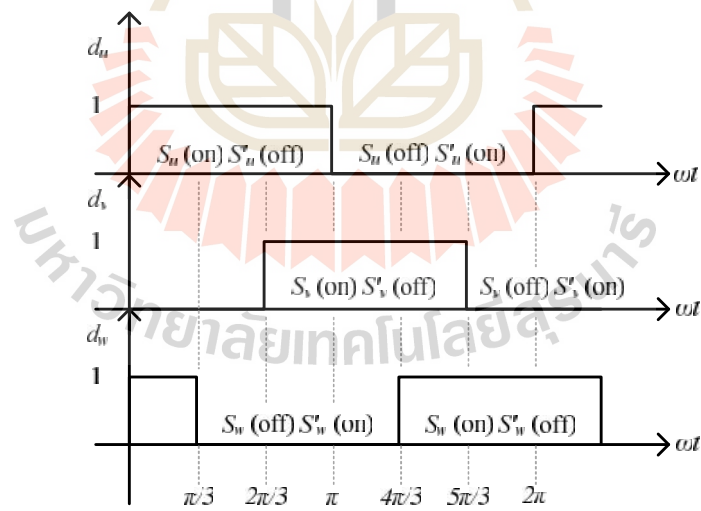
การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้วิเคราะห์กับระบบสามเฟสสี่สาย ดังนั้น การวิเคราะห์วงจรในแต่ละเฟส จึงมีความอิสระจากกัน ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต และเอาต์พุตของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ ดังสมการที่ (5.2) ฟังก์ชันการสวิตช์ (switching function:  $d_k$ ) ในสมการดังกล่าว คือ สถานะการสวิตช์ของไอจีบีทีในแต่ละกึ่ง โดยที่สถานะของ  $d_k$  แสดงได้ ดังสมการที่ (5.3)

สัญญาณการสวิตช์ของ  $d_k$  แสดงได้ ดังรูปที่ 5.3 จากรูปดังกล่าว หากไม่พิจารณาองค์ประกอบของฮาร์มอนิกสามารถอธิบายได้ ดังสมการที่ (5.4)



รูปที่ 5.2 วงจรสมมูลของวงจรกรองกำลังแยกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย

$$v_{k,out} = d_k V_{dc,1} + (d_k - 1) V_{dc,2} \quad (5.2)$$



รูปที่ 5.3 ฟังก์ชันการสวิตช์ที่พิจารณา

$$d_k \in [0,1] \quad (5.3)$$



$$\begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + M \cos(\tilde{S}t + w_u) \\ 1 + M \cos(\tilde{S}t - \frac{2f}{3} + w_v) \\ 1 + M \cos(\tilde{S}t + \frac{2f}{3} + w_w) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

จากสมการที่ (5.2) นำไปแทนในสมการที่ (5.1) จะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5.5) จากสมการดังกล่าวดำเนินการจัดรูป จนกระทั่งได้สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนสามเฟส แสดงได้ดังสมการที่ (5.6)

$$L_c \frac{di_{ck}}{dt} = (d_k V_{dc,1} + (d_k - 1)V_{dc,2}) - R_c i_{ck} - v_{pcc,k} \quad (5.5)$$

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot i_{ck} + \frac{d_k}{L_c} \cdot V_{dc,1} + \frac{(d_k - 1)}{L_c} \cdot V_{dc,2} - \frac{v_{pcc,k}}{L_c} \quad (5.6)$$

สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนสามเฟสในสมการที่ (5.6) สามารถเขียนผลเฉลยได้ในอีกหนึ่งรูปแบบโดยอาศัยความสัมพันธ์ ตามสมการที่ (5.7) จนกระทั่งได้สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (5.8)

$$\left. \begin{aligned} \sum V_{dc} &= V_{dc,1} + V_{dc,2} \\ \Delta V_{dc} &= V_{dc,1} - V_{dc,2} \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot i_{ck} + \frac{(d_k - 0.5)}{L_c} \sum V_{dc} + \frac{1}{2L_c} \Delta V_{dc} - \frac{v_{pcc,k}}{L_c} \quad (5.8)$$

ขั้นตอนต่อไป คือ การหาสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) โดยใช้กฎกระแสเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ทางด้านดีซีของวงจรกรองกำลังแอททีฟ ตามรูปที่ 5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุต และเอาต์พุตของวงจรกรองกำลังแอททีฟเขียนได้ ดังสมการที่ (5.9) ถ้ากระแสที่ไหลผ่าน  $C_{dc1}$  และ  $C_{dc2}$  ( $i_{dc,1}, i_{dc,2}$ ) สามารถเขียนอธิบายได้ ดังสมการที่ (5.10) และ (5.11) ตามลำดับ

$$i_{dc} = d_u i_{cu} + d_v i_{cv} + d_w i_{cw} \quad (5.9)$$

$$i_{dc,1} = -C_{dc,1} \frac{dV_{dc,1}}{dt} = d_u i_{cu} + d_v i_{cv} + d_w i_{cw} \quad (5.10)$$

$$i_{dc,2} = C_{dc,2} \frac{dV_{dc,2}}{dt} = (d_u - 1) \cdot i_{cu} + (d_v - 1) \cdot i_{cv} + (d_w - 1) \cdot i_{cw} \quad (5.11)$$

สมการที่ (5.10) และ (5.11) ถูกนำมาจัดรูปจนได้สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรงบนแกนสามเฟส ดังสมการที่ (5.12) และ (5.13)

$$\frac{dV_{dc,1}}{dt} = -\frac{d_u}{C_{dc,1}} \cdot i_{cu} - \frac{d_v}{C_{dc,1}} \cdot i_{cv} - \frac{d_w}{C_{dc,1}} \cdot i_{cw} \quad (5.12)$$

$$\frac{dV_{dc,2}}{dt} = \frac{(d_u - 1)}{C_{dc,2}} \cdot i_{cu} + \frac{(d_v - 1)}{C_{dc,2}} \cdot i_{cv} + \frac{(d_w - 1)}{C_{dc,2}} \cdot i_{cw} \quad (5.13)$$

สมการเชิงอนุพันธ์ของ  $V_{dc,1}$  และ  $V_{dc,2}$  ตามสมการที่ (5.12) และ (5.13) สามารถอธิบายได้ด้วยความสัมพันธ์ของสมการที่ (5.7) เช่นเดียวกัน การแทนความสัมพันธ์ดังกล่าวทำให้ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5.14) และ (5.15)

$$\frac{d \sum V_{dc}}{dt} = \frac{(1-2d_u)}{C_{dc}} \cdot i_{cu} + \frac{(1-2d_v)}{C_{dc}} \cdot i_{cv} + \frac{(1-2d_w)}{C_{dc}} \cdot i_{cw} \quad (5.14)$$

$$\frac{d \Delta V_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot i_{cu} - \frac{1}{C_{dc}} \cdot i_{cv} - \frac{1}{C_{dc}} \cdot i_{cw} \quad (5.15)$$

โดยที่  $C_{dc}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ ( $C_{dc} = C_{dc,1} = C_{dc,2}$ )

สมการเชิงพลวัตของวงจรกรองกำลังแอคทีฟบนแกนสามเฟสทั้งสองรูปแบบสามารถเขียนนำมาเขียนเป็นแบบจำลองตัวแปรสถานะ ดังสมการที่ (5.16) และ (5.17) ตามลำดับ

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \\ V_{dc,1} \\ V_{dc,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 & 0 & \frac{d_u}{L_c} & \frac{(d_u-1)}{L_c} \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & \frac{d_v}{L_c} & \frac{(d_v-1)}{L_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_w}{L_c} & \frac{(d_w-1)}{L_c} \\ -\frac{d_u}{C_{dc,1}} & -\frac{d_v}{C_{dc,1}} & -\frac{d_w}{C_{dc,1}} & 0 & 0 \\ \frac{(d_u-1)}{C_{dc,2}} & \frac{(d_v-1)}{C_{dc,2}} & \frac{(d_w-1)}{C_{dc,2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \\ V_{dc,1} \\ V_{dc,2} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \\ \sum V_{dc} \\ \Delta V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 & 0 & \frac{(d_u-0.5)}{L_c} & \frac{1}{2L_c} \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & \frac{(d_v-0.5)}{L_c} & \frac{1}{2L_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{(d_w-0.5)}{L_c} & \frac{1}{2L_c} \\ \frac{(1-2d_u)}{C_{dc}} & \frac{(1-2d_v)}{C_{dc}} & \frac{(1-2d_w)}{C_{dc}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{dc}} & -\frac{1}{C_{dc}} & -\frac{1}{C_{dc}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \\ \sum V_{dc} \\ \Delta V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

### 5.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบบนแกนดีคิวศูนย์

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟบนแกนสามเฟส ตามผลเฉลยในสมการที่ (5.16) และ (5.17) ถูกนำมาพิจารณาบนแกนดีคิวศูนย์ เนื่องจากการควบคุมการบิดกระแสชดเชย และแรงดันบัลไฟตรงถูกกำหนดให้มีโครงสร้างการควบคุมอยู่บนแกนดีคิวศูนย์ ดังนั้น การดำเนินงานในขั้นตอนต่อไป คือ การนำแบบจำลองเชิงพลวัตบนแกนสามเฟส แปลงให้อยู่บนแกนดีคิวศูนย์ ผ่านเมตริกซ์การแปลงของปาร์ก ดังสมการที่ (5.18) โดยมีค่ามุมเฟส ( $\theta_{pcc} = \tilde{S}_{pcc} t$ ) หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม เท่ากับ  $\tilde{S}_{pcc}$  เรเดียนต่อวินาที ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้กำหนดให้ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับมุมเฟสเริ่มต้นของแรงดันที่จุด PCC ( $w=w_1$ ) และไม่พิจารณาค่ามุมเฟสเหลือ ( $\gamma$ ) ระหว่างเวกเตอร์ของแรงดันเอาต์พุตกับเวกเตอร์แรงดันที่จุด PCC การกำหนดในข้างต้นสามารถอธิบายด้วยแผนภาพเฟสเซอร์ไดอะแกรมซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 5.4



การวิเคราะห์ในส่วนถัดมา คือ การหาแรงดัน  $v_{pcc}$  ที่พิจารณาอยู่บนแกนดีคิวศูนย์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ ตามสมการที่ (5.18) เมื่อใช้คุณสมบัติทางตรีโกณมิติจะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5.20)

$$\begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{pcc} + \omega_1) & \cos(\omega_{pcc} - \frac{2f}{3} + \omega_1) & \cos(\omega_{pcc} + \frac{2f}{3} + \omega_1) \\ -\sin(\omega_{pcc} + \omega_1) & -\sin(\omega_{pcc} - \frac{2f}{3} + \omega_1) & -\sin(\omega_{pcc} + \frac{2f}{3} + \omega_1) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_m \cos(\tilde{S}t + \omega + \theta) \\ V_m \cos(\tilde{S}t - \frac{2f}{3} + \omega + \theta) \\ V_m \cos(\tilde{S}t + \frac{2f}{3} + \omega + \theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega - \omega_1 + \theta) \\ V_m \sin(\omega - \omega_1 + \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

ตัวแปรสถานะของแบบจำลอง ดังสมการที่ (5.16) และ (5.17) สามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนสำคัญ สำหรับการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิวศูนย์ ส่วนแรก คือ การควบคุมกระแสชดเชย แสดงไว้ในแถวที่ 1 ถึง 3 ของสมการที่ (5.16) และ (5.17) ส่วนที่สอง คือ การควบคุมแรงดันบัลไฟตรง แสดงไว้ในแถวที่ 4 และ 5 ของสมการที่ (5.16) และ (5.17) ผู้วิจัยจะดำเนินการวิเคราะห์ในแต่ละส่วนการควบคุม ดังนี้

#### แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์

การวิเคราะห์เริ่มต้นจากสมการที่ (5.16) ในแถวที่ 1 ถึง 3 เมื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะจะได้ ดังสมการที่ (5.21) และ (5.22) ตามลำดับ จากนั้นใช้เมตริกซ์ [ ] เพื่อแปลงให้อยู่บนแกนดีคิวศูนย์แสดงได้ ดังสมการที่ (5.23)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} \cdot V_{dc,1} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_u - 1 \\ d_v - 1 \\ d_w - 1 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} \cdot V_{dc,1} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix}) &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix}) + \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix}) \cdot V_{dc,1} \\ &+ \frac{1}{L_c} \cdot [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \end{bmatrix}) \end{aligned} \quad (5.23)$$

เทอม  $\frac{d}{dt}([\mathbf{K}]^{-1} \cdot [i_{cd} \ i_{cq} \ i_{c0}]^T)$  ที่ปรากฏในสมการที่ (5.23) จะต้องใช้กฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (5.24) ทำการแทนกฎดังกล่าวลงในสมการที่ (5.23) จะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5.25)

$$\frac{d}{dt}([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix}) = [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) + \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix}) - \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix}) \cdot V_{dc,1} \\ &+ \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix}) \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \end{bmatrix}) \end{aligned} \quad (5.25)$$

ภายหลังจากการแทนค่าด้วยกฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ ดังสมการที่ (5.25) ทำให้สามารถจัดรูปสมการดังกล่าว โดยการคูณด้วยเมตริกซ์  $[\ ]$  ตลอดสมการแสดงได้ ดังสมการที่ (5.26) เมตริกซ์  $[\ ]$  ในข้างต้นใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์ออร์ทोगอนอล (orthogonal matrix) นั่นคือ เมตริกซ์  $[\ ]^{-1}$  เท่ากับเมตริกซ์  $[\ ]^T$  ( $[\ ]^{-1} = [\ ]^T$ ) ดังนั้น ผลคูณของเมตริกซ์  $[\ ]$  กับเมตริกซ์  $[\ ]^T$  จึงเท่ากับเมตริกซ์เอกลักษณ์ (identity matrix) ( $[\ ] \cdot [\ ]^T = \mathbf{I}$ ) จากคุณสมบัติดังกล่าวถูกแทนลงในสมการที่ (5.26) จะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5.27)

$$\begin{aligned}
[\ ][\mathbf{K}]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\ ][\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix}) - ([\ ] \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \\
&+ \frac{1}{L_c} \cdot ([\ ][\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix}) \cdot V_{dc,1} + \frac{1}{L_c} \cdot ([\ ][\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix}) \cdot V_{dc,2} \\
&- \frac{1}{L_c} \cdot ([\ ] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}) \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\ ][\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \end{bmatrix})
\end{aligned} \tag{5.26}$$

$$\begin{aligned}
\left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} - ([\ ] \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,1} \\
&+ \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\ ] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}) \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.27}$$

จากสมการที่ (5.27) เทอม  $[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}$  อธิบายได้ ดังสมการที่ (5.28) และ (5.29) ตามลำดับ เทอม  $[\ ] \cdot [1 \ 1 \ 1]^T$  สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (5.30) ผลลัพธ์ของเทอม  $[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}$  และ  $[\ ] \cdot [1 \ 1 \ 1]^T$  ถูกแทนลงในสมการที่ (5.27) จะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (5.31) สมการดังกล่าว คือ สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสขดลวดบนแกนดีคิวศูนย์

$$\begin{aligned}
[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\tilde{S}t) & \cos(\tilde{S}t - \frac{2f}{3}) & \cos(\tilde{S}t + \frac{2f}{3}) \\ -\sin(\tilde{S}t) & -\sin(\tilde{S}t - \frac{2f}{3}) & -\sin(\tilde{S}t + \frac{2f}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\
&\cdot \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\tilde{S}t) & -\sin(\tilde{S}t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\tilde{S}t - \frac{2f}{3}) & -\sin(\tilde{S}t - \frac{2f}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\tilde{S}t + \frac{2f}{3}) & -\sin(\tilde{S}t + \frac{2f}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.28}$$



$$[\mathbf{K}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \check{S} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}\sin(0) & -\frac{3}{2}\cos(0) & 0 \\ \frac{3}{2}\cos(0) & \frac{3}{2}\sin(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\check{S} & 0 \\ \check{S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

$$[\ ] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\check{S}t) & \cos(\check{S}t - \frac{2f}{3}) & \cos(\check{S}t + \frac{2f}{3}) \\ -\sin(\check{S}t) & -\sin(\check{S}t - \frac{2f}{3}) & -\sin(\check{S}t + \frac{2f}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \check{S} & 0 \\ -\check{S} & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \cdot V_{dc,1} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 - \sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot V_{dc,2} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

จากนั้นดำเนินการวิเคราะห์สมการที่ (5.17) ในแถวที่ 1 ถึง 3 ซึ่งเมื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะจะได้ ดังสมการที่ (5.32) และ (5.33) ตามลำดับ จากนั้นใช้เมตริกซ์ [ ] เพื่อแปลงให้อยู่บนแกนดีคิวศูนย์ ดังสมการที่ (5.34)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_u - 0.5 \\ d_v - 0.5 \\ d_w - 0.5 \end{bmatrix} \cdot \sum V_{dc} + \frac{1}{2L_c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} \cdot \sum V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix} \cdot \sum V_{dc} + \frac{1}{2L_c} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pcc,u} \\ v_{pcc,v} \\ v_{pcc,w} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix}) &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix}) + \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix}) \cdot \sum V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix} \cdot \sum V_{dc} \\ &+ \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix} \cdot \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\mathbf{K}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{pccd} \\ v_{pcq} \\ v_{pc0} \end{bmatrix}) \end{aligned} \quad (5.34)$$

สมการที่ (5.34) ถูกจัดเทอมสมการด้วยกฎอนุพันธ์ของผลคูณเมตริกซ์ และใช้คุณสมบัติความเป็นเมตริกซ์ออร์ทोगอนอล ทำให้สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (5.35)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} &= -\frac{R_c}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} - ([\ ] \frac{d}{dt} [\mathbf{K}]^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \cdot \sum V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot ([\ ] \cdot \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix}) \cdot \sum V_{dc} \\ &+ \frac{1}{L_c} \cdot ([\ ] \cdot \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix}) \cdot \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_c} \cdot \begin{bmatrix} v_{pccd} \\ v_{pcq} \\ v_{pc0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.35)$$

ผลลัพธ์ของเทอม  $[\ ] \cdot [0.5 \ 0.5 \ 0.5]^T$  ในสมการที่ (5.35) ถูกนำมาแทนค่าลงในสมการที่ (5.35) จนกระทั่งได้สมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสขดลวดบนแกนคิกวศูนย์ ดังสมการที่ (5.36)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \tilde{S} & 0 \\ -\tilde{S} & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 - \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \sum V_{dc} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pccd} \\ v_{pcq} \\ v_{pc0} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนการควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงบนแกนคิกวศูนย์

การวิเคราะห์เริ่มต้นจากสมการที่ (5.16) ในแถวที่ 4 และ 5 เพื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะจะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5.37) และ (5.38) ตามลำดับ จากนั้นใช้เมตริกซ์  $[\ ]$  เพื่อแปลงสมการตัวแปรสถานะดังกล่าวให้อยู่บนแกนคิกวศูนย์ ซึ่งผลลัพธ์แสดงได้ ดังสมการที่ (5.39) และ (5.40) ตามลำดับ

$$\frac{d}{dt}(V_{dc,1}) = -\frac{1}{C_{dc,1}} \cdot \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{dc,2}) = \frac{1}{C_{dc,2}} \cdot \begin{bmatrix} d_u - 1 \\ d_v - 1 \\ d_w - 1 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{dc,1}) = -\frac{1}{C_{dc,1}} \cdot \left( [K]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \right)^T \cdot \left( [K]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) \quad (5.39)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{dc,2}) = \frac{1}{C_{dc,2}} \cdot \left( [K]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 - \sqrt{3} \end{bmatrix} \right)^T \cdot \left( [K]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) \quad (5.40)$$

สมการที่ (5.39) และ (5.40) สามารถเขียนเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) บนแกนดีคิวศูนย์ ดังสมการที่ (5.41) และ (5.42) ตามลำดับ

$$\frac{d}{dt}(V_{dc,1}) = -\frac{1}{C_{dc,1}} (d_d i_{cd} + d_q i_{cq} + d_0 i_{c0}) \quad (5.41)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{dc,2}) = \frac{1}{C_{dc,2}} (d_d i_{cd} + d_q i_{cq} + (d_0 - \sqrt{3}) i_{c0}) \quad (5.42)$$

จากนั้นเริ่มต้นวิเคราะห์สมการที่ (5.17) ในแถวที่ 4 และ 5 เพื่อจัดให้อยู่ในรูปสมการตัวแปรสถานะ ดังสมการที่ (5.43) และ (5.44) ตามลำดับ จากนั้นใช้เมตริกซ์ [ ] เพื่อแปลงสมการดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีคิวศูนย์เช่นเดิม จนกระทั่งได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5.45) และ (5.46) ตามลำดับ

$$\frac{d}{dt}(\sum V_{dc}) = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{bmatrix} (1-2d_u) \\ (1-2d_v) \\ (1-2d_w) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

$$\frac{d}{dt}(\Delta V_{dc}) = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{cu} \\ i_{cv} \\ i_{cw} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

$$\frac{d}{dt}(\sum V_{dc}) = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \left( [K]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (2d_d) \\ (2d_q) \\ (2d_0 - \sqrt{3}) \end{bmatrix} \right)^T \cdot \left( [K]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) \quad (5.45)$$

$$\frac{d}{dt}(\Delta V_{dc}) = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot \left( \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}^T \right) \cdot \left( [K]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \right) \quad (5.46)$$

สมการที่ (5.45) และ (5.46) สามารถถูกจัดให้อยู่ในรูปสมการเชิงอนุพันธ์ของผลรวมแรงดันบัสไฟตรง ( $\sum V_{dc}$ ) และผลต่างของแรงดันบัสไฟตรง ( $\Delta V_{dc}$ ) บนแกนดีคิวศูนย์ ดังสมการที่ (5.47) และ (5.48) ตามลำดับ

$$\frac{d}{dt}(\sum V_{dc}) = -\frac{1}{C_{dc}} \cdot (2d_d i_{cd} + 2d_q i_{cq} + (2d_0 - \sqrt{3}) i_{c0}) \quad (5.47)$$

$$\frac{d}{dt}(\Delta V_{dc}) = -\frac{1}{C_{dc}} (\sqrt{3} \cdot i_{c0}) \quad (5.48)$$

แบบจำลองเชิงพลวัตของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานบนแกนสามเฟสที่อธิบายไว้ในสมการที่ (5.16) และ (5.17) ถูกแปลงให้พิจารณาบนแกนดีคิวศูนย์ ผลเฉลยของการแปลงสามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบตัวแปรสถานะได้ ดังสมการที่ (5.49) และ (5.50) ตามลำดับแบบจำลองดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็นสองส่วนเพื่อนำมาใช้ในการออกแบบโครงสร้างระบบควบคุม ส่วนแรก คือ การควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ในเมตริกซ์แถวที่ 1 ถึง 3 ของสมการที่ (5.16) และ (5.17) ส่วนที่สอง คือ การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนดีคิวศูนย์ในเมตริกซ์แถวที่ 4 และ 5 ของสมการที่ (5.16) และ (5.17)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \\ V_{dc,1} \\ V_{dc,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \check{S} & 0 & \frac{d_d}{L_c} & \frac{d_d}{L_c} \\ -\check{S} & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & \frac{d_q}{L_c} & \frac{d_q}{L_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{d_0}{L_c} & \frac{(d_0-\sqrt{3})}{L_c} \\ -\frac{d_d}{C_{dc,1}} & -\frac{d_q}{C_{dc,1}} & -\frac{d_0}{C_{dc,1}} & 0 & 0 \\ \frac{d_d}{C_{dc,2}} & \frac{d_q}{C_{dc,2}} & \frac{(d_0-\sqrt{3})}{C_{dc,2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \\ V_{dc,1} \\ V_{dc,2} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \\ \sum V_{dc} \\ \Delta V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \check{S} & 0 & \frac{d_d}{L_c} & 0 \\ -\check{S} & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & \frac{d_q}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \frac{(d_0-\sqrt{3}/2)}{L_c} & \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot L_c} \\ -\frac{2d_d}{C_{dc}} & -\frac{2d_q}{C_{dc}} & -\frac{(2d_0-\sqrt{3})}{C_{dc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{C_{dc}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \\ \sum V_{dc} \\ \Delta V_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{pcc,d} \\ v_{pcc,q} \\ v_{pcc,0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

### 5.2.3 การตรวจสอบ และยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกที่ฟบนแกนคิวิศูนย์ ที่ได้ดำเนินการมาทั้งหมดในข้างต้น ได้รับการตรวจสอบความถูกต้อง (model validation) การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง ทำให้แบบจำลองที่พิจารณา มีความน่าเชื่อถือ สำหรับการนำไปใช้เพื่อการออกแบบระบบควบคุม ดังนั้น หัวข้อนี้นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้จากแบบจำลองตามสมการที่ (5.50) บนโปรแกรม m - file ของ MATLAB เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ ตามรูปที่ 5.1 บนโปรแกรม simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก power systems โดยมีรายละเอียดการตรวจสอบ ดังนี้

การจำลองสถานการณ์ระบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนคิวิศูนย์

แนวทางการจำลองสถานการณ์แบบจำลองที่พิจารณา เริ่มต้นจากการนำแบบจำลองในสมการที่ (5.50) จัดให้อยู่ในรูปฟังก์ชันสถานะ (state function) ดังสมการที่ (5.51) หลังจากนั้น

หาผลเฉลยของสมการเชิงอนุพันธ์สามัญ (Ordinary Differential Equation: ODE) ด้วยการเขียนคำสั่งบนโปรแกรม m - file ของ MATLAB

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u\end{aligned}\quad (5.51)$$

โดยที่  $\mathbf{x}$  คือ ตัวแปรสถานะเชิงพลวัต

$$(\dot{\mathbf{x}} = \left[ \frac{d}{dt} i_{cd} \quad \frac{d}{dt} i_{cq} \quad \frac{d}{dt} i_{c0} \quad \frac{d}{dt} \sum V_{dc} \quad \frac{d}{dt} \Delta V_{dc} \right]^T)$$

$$\mathbf{x} \text{ คือ ตัวแปรสถานะ } (\mathbf{x} = [i_{cd} \quad i_{cq} \quad i_{c0} \quad \sum V_{dc} \quad \Delta V_{dc}]^T)$$

$$u \text{ คือ อินพุตของแบบจำลอง } (u = V_m)$$

$$\mathbf{y} \text{ คือ เอาต์พุตของแบบจำลอง } (\mathbf{y} = [i_{cd} \quad i_{cq} \quad i_{c0} \quad \sum V_{dc} \quad \Delta V_{dc}]^T)$$

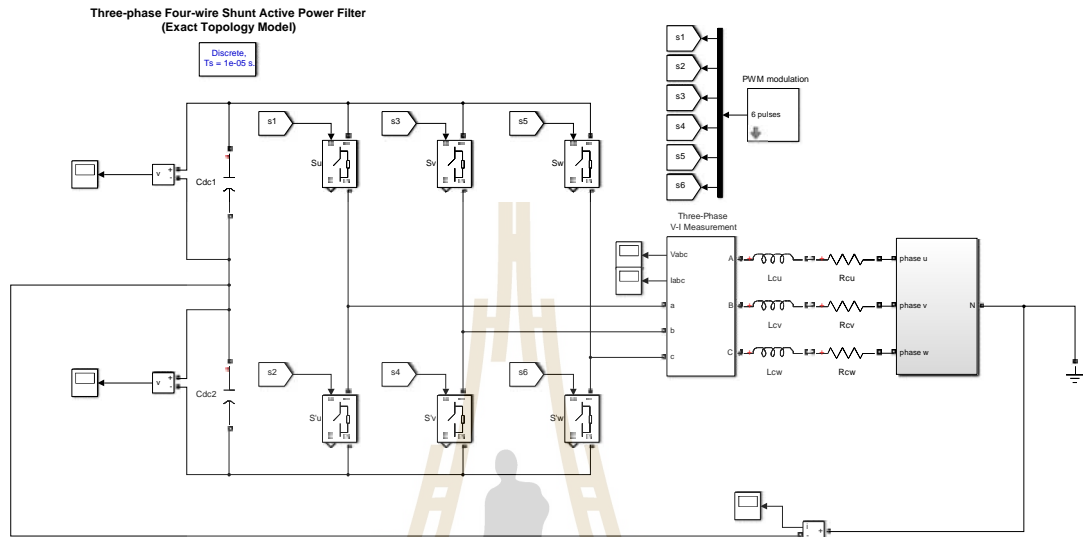
เมตริกซ์  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$  และ  $\mathbf{D}$  ของแบบจำลอง คือ

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \tilde{S} & 0 & \frac{\sqrt{3/2} \cdot M}{2L_c} & 0 \\ -\tilde{S} & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot L_c} \\ -\frac{\sqrt{3/2} \cdot M}{C_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{C_{dc}} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \cos(w - w_1 + \theta) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L_c} \cdot \sin(w - w_1 + \theta) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = [0]$$

การจำลองสถานการณ์ระบบโดยอาศัยชุดบล็อกกำลังไฟฟ้าสำเร็จรูป

ระบบที่พิจารณาตามรูปที่ 5.1 อาศัยโปรแกรม simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก power systems เป็นเครื่องมือสำหรับการจำลองสถานการณ์ ระบบการจำลองสถานการณ์แสดงได้ ดังรูปที่ 5.5 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย ชุดบล็อกวงจรกรองกำลัง แยกทีฟ ทำหน้าที่ เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยมีอุปกรณ์การสวิตช์ คือ สารกึ่งตัวนำ IGBT/Diodes 6 ตัว ที่รับสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์จากบล็อก 6 pulses องค์ประกอบทางด้านคิซีของวงจรดังกล่าวถูกต้องเข้ากับตัวเก็บประจุ ( $C_{dc,1}, C_{dc,2}$ ) ส่วนทางด้านเอ

$(L_c)$  $(R_c)$ 

$i_{cd}$   $i_{cq}$   $i_{c0}$   $V_{dc,1}$   $V_{dc,2}$

แหล่งจ่ายแรงดันและความถี่ของระบบ

$$V_{pcc,k} = 100 - 120 V_{rms}, f_s = 50 \text{ Hz}$$

ตัวเก็บประจุ

$$C_{dc,1} = 200 \mu\text{F}, C_{dc,2} = 200 \mu\text{F}$$

อิมพีแดนซ์ของสายส่ง

$$R_c = 1 \Omega, L_c = 30 \text{ mH}$$

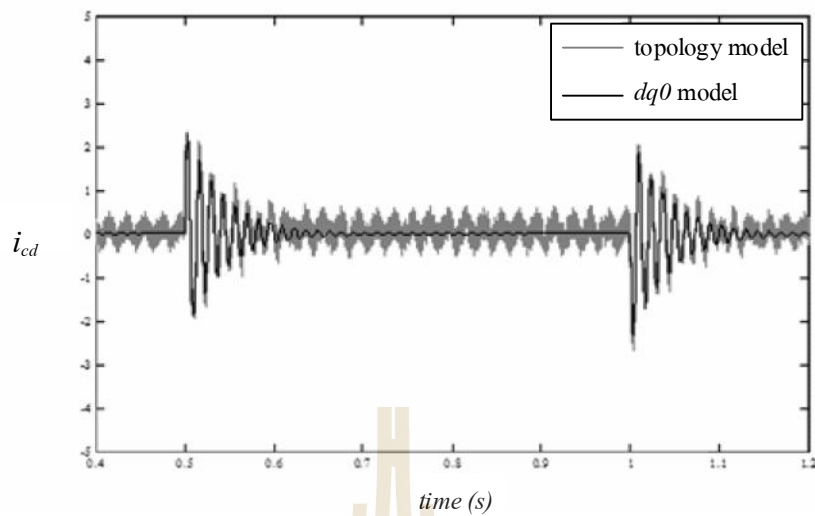
ความถี่การสวิตช์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

$$f_{sw} = 2500 \text{ Hz}$$

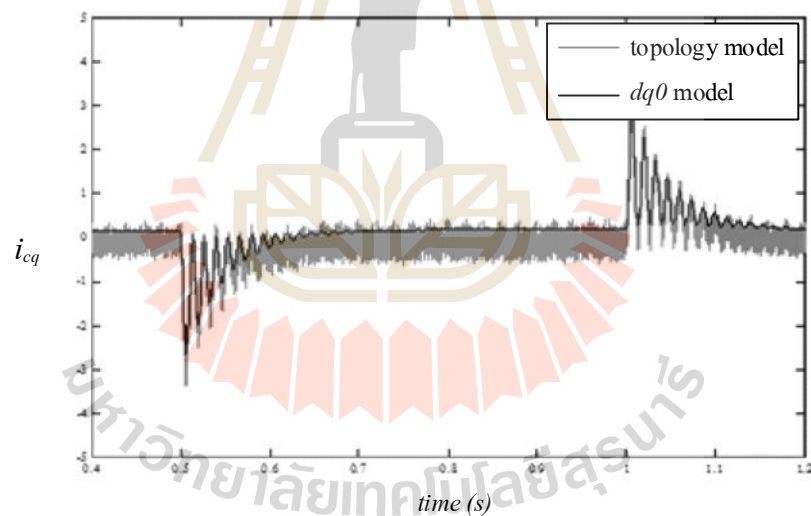
ค่าดัชนีการมอดูเลต

$$M = 1$$





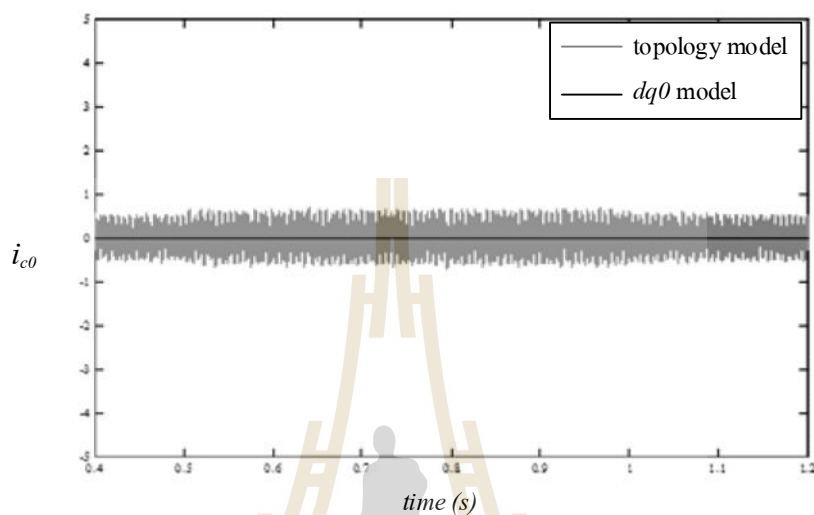
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนดี



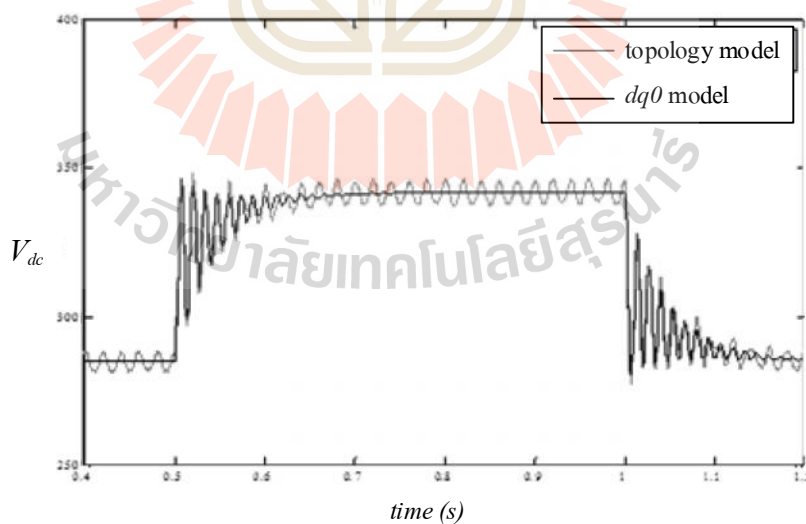
รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนคว

รูปที่ 5.6 ถึง 5.8 แสดงผลการจำลองสถานการณ์ เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองของสัญญาณ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  โดยที่แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนดีควศูนย์ แสดงด้วยเส้นสีดำ และผลที่ได้จากชุดบล็อกสำเร็จรูป แสดงด้วยเส้นสีเทา สังเกตได้ว่า การจำลองสถานการณ์พิจารณาในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.4 ถึง 1.2 วินาที การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวได้มีการปรับเปลี่ยนค่าอินพุตของแบบจำลอง โดยที่ ค่า  $v_{pcc}$  จาก 100 เป็น 120 โวลต์อาร์เอ็มเอส ตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1 วินาที และ

ปรับค่า  $v_{pcc}$  จาก 120 เป็น 100 โวลต์อาร์เอ็มเอส ตั้งแต่เวลา 1 วินาที เป็นต้นไป ทั้งนี้เพื่อเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในสภาวะอยู่ตัว (steady state) และในสภาวะการตอบสนองชั่วครู่ (transient response)

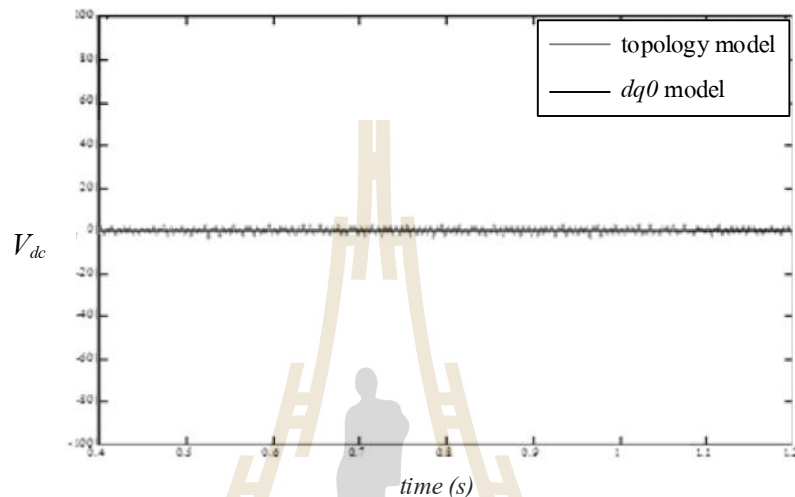


รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนศูนย์



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองผลรวมแรงดันบัสไฟตรง

จากรูปที่ 5.4 ถึง 5.6 สังเกตได้ว่า ผลตอบสนองการลู่เข้าสู่สถานะคงตัวอยู่ในช่วงก่อนเวลา 0.5 วินาที เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่จุด PCC ที่เวลาเท่ากับ 0.5 และ 1.0 วินาที ส่งผลให้การตอบสนองของค่า  $i_{cd}$   $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  มีลักษณะสั้นๆ จนกระทั่ง ค่อย ๆ ลู่เข้าสู่สถานะคงตัวอีกครั้ง



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองผลต่างแรงดันบัสไฟตรง

### 5.3 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

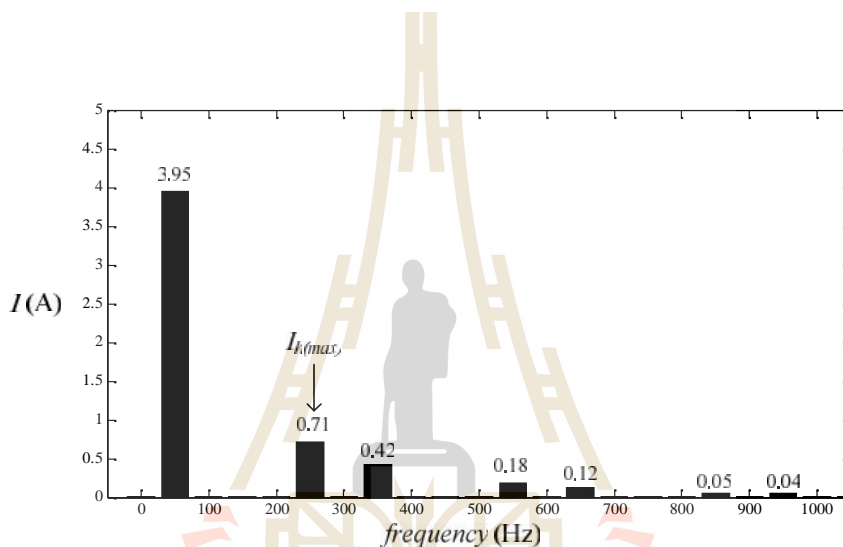
ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ประกอบด้วย ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) ค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}$ ,  $V_{dc,2}$ ) และค่าความเก็บประจุ ( $C_{dc,1}$ ,  $C_{dc,2}$ ) การออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในหัวข้อนี้ การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) ด้วยวิธีการของ Ingram และ Round ได้นำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1997 ซึ่งผลลัพธ์ของการออกแบบค่า  $L_c$  จะได้ขอบเขตที่มีขนาดไม่เกินค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด ( $L_{c(max)}$ ) ค่าดังกล่าวสามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (5.52) ดังนี้

$$L_{c(max)} = \frac{(V_{dc(1,2)} - V_m)}{\max(\frac{di_c^*}{dt})} \quad (5.52)$$

โดยที่  $V_m$  คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V)

$\max(\frac{di_c^*}{dt}) = 2ff_h I_{h(max)}$  คือ ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสูงสุดต่อเวลา (A/s)

โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้แบบตัวเก็บประจุแยก (split capacitor) ดังนั้น แรงดันบัลไฟตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) ควรออกแบบให้มีค่ามากกว่าค่าแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ผู้วิจัยจึงกำหนดให้ค่าผลรวมแรงดันบัลไฟตรง ( $\sum V_{dc}$ ) เท่ากับ 480 โวลต์ ค่า  $\max(\frac{di_c^*}{dt})$  ในสมการที่ (5.52) คำนวณได้จากการวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกกรณีโหลดสมดุลและไม่สมดุล ดังรูปที่ 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ ปริมาณของกระแสโหลดความถี่ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกรณีโหลดสมดุล และไม่สมดุลแสดงได้ ดังตารางที่ 5.2 และ 5.3 ตามลำดับ

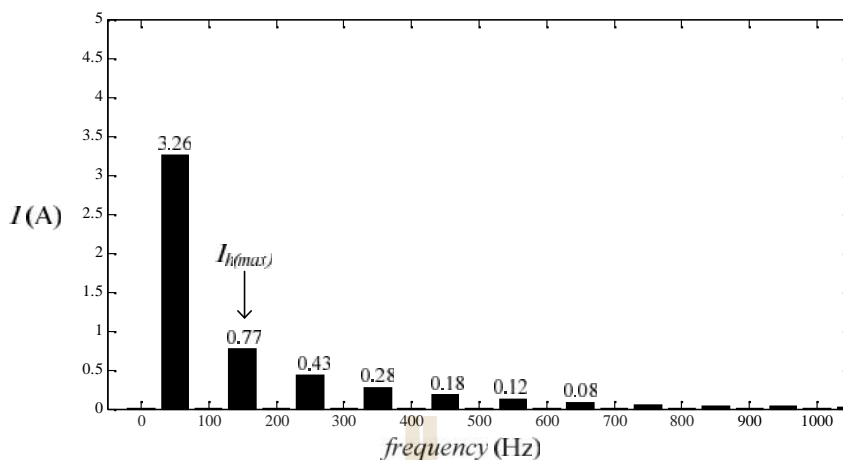


รูปที่ 5.11 สเปกตรัมกระแสโหลด กรณีโหลดสมดุล

ตารางที่ 5.2 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่พิจารณากรณีโหลดสมดุล

ความถี่ (Hz)	50	250	350	550	650	850	950
ขนาดกระแส (A)	3.95	0.71	0.42	0.18	0.12	0.05	0.04

จากตารางที่ 5.2 พบว่า กระแสโหลดฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ( $f_h = 250$  Hz) มีขนาดสูงสุดเท่ากับ 0.71 แอมป์ คำนวณค่า  $L_{c(max)}$  กรณีโหลดสมดุลได้ เท่ากับ 88.39 มิลลิเฮนรี จากตารางที่ 5.3 พบว่า กระแสโหลดฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 ( $f_h = 150$  Hz) มีขนาดสูงสุด เท่ากับ 0.77 แอมป์ คำนวณค่า  $L_{c(max)}$  กรณีโหลดไม่สมดุลได้ เท่ากับ 135.84 มิลลิเฮนรี ดังนั้น ขอบเขตค่า  $L_c$  ที่เหมาะสมสำหรับกรณีโหลดสมดุล และไม่สมดุล จะต้องมียกเว้นไม่เกิน 88.39 มิลลิเฮนรี ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) เท่ากับ 18 มิลลิเฮนรี



รูปที่ 5.12 สเปกตรัมกระแสไหลด กรณีไหลดไม่สมดุล

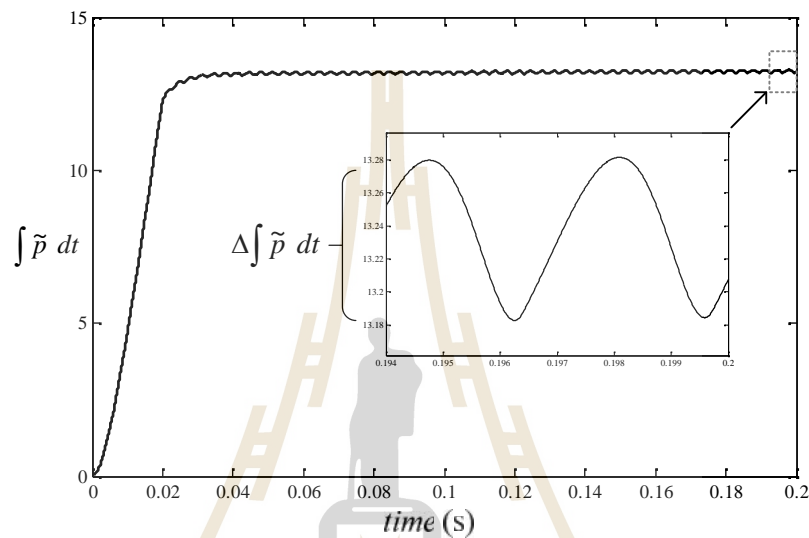
ตารางที่ 5.3 ขนาดกระแสฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่พิจารณากรณีไหลดไม่สมดุล

ความถี่ (Hz)	50	150	250	350	450	550	650
ขนาดกระแส (A)	3.26	0.77	0.43	0.28	0.18	0.12	0.08

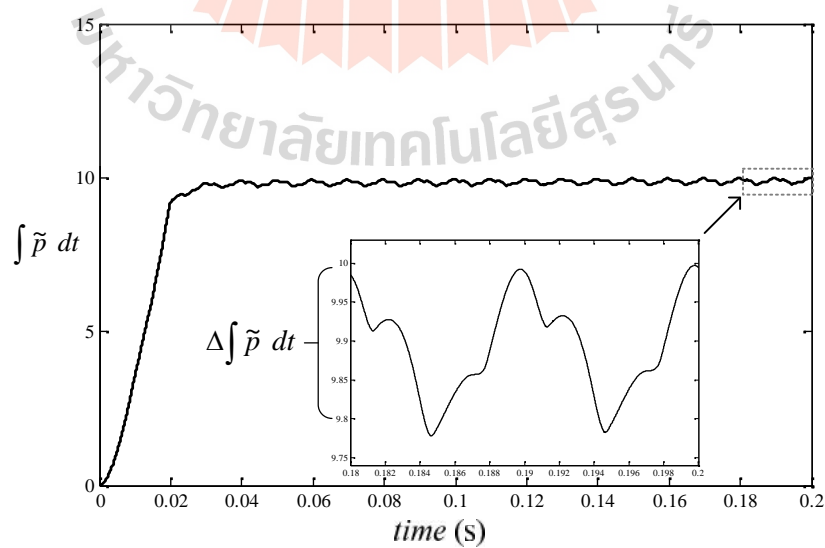
ตัวเก็บประจุ ( $C_{dc,1}$ ,  $C_{dc,2}$ ) เป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การเลือกใช้โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบตัวเก็บประจุแยกมีจุดด้อย คือ ค่าแรงดันบัสไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{dc,1}$  และ  $C_{dc,2}$  อาจมีค่าที่แตกต่างกันในสภาวะไหลดที่เปลี่ยนแปลง เพราะฉะนั้น ข้อกำหนดแรกของการออกแบบ คือ ค่า  $C_{dc,1}$  และ  $C_{dc,2}$  มีการออกแบบเหมือนกัน ค่า  $C_{dc,1}$  และ  $C_{dc,2}$  สามารถออกแบบได้สองแนวทาง แนวทางแรกเป็นการออกแบบโดย Thomas และคณะ ที่ได้นำเสนอไว้ในปี ค.ศ. 1998 ขอบเขตที่ได้จากการออกแบบ คือ ค่าความเก็บประจุต่ำสุด ( $C_{dc,min}$ ) ค่า  $C_{dc,min}$  คำนวณได้ ดังสมการที่ (5.53) การออกแบบตามสมการดังกล่าว พิจารณาจากค่ากระแสเพิ่มของผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ ( $\Delta \int \tilde{p} dt$ ) ซึ่งรูปสัญญาณ  $\Delta \int \tilde{p} dt$  ในกรณีไหลดสมดุล และไม่สมดุลแสดงได้ ดังรูปที่ 5.13 และ 5.14 ตามลำดับ โดยผู้วิจัยเลือกค่า  $\Delta \int \tilde{p} dt$  จากกรณีไหลดไม่สมดุลมาใช้ในการออกแบบ เนื่องจากกรณีดังกล่าวให้ค่า  $\Delta \int \tilde{p} dt$  ที่มากกว่ากรณีไหลดสมดุล การเลือกค่า  $\Delta \int \tilde{p} dt$  ที่มากกว่ามาใช้ในการออกแบบเพื่อให้ผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบครอบคลุมทั้งสองกรณีไหลด การควบคุมค่าแรงดันกระแสเพิ่ม ( $\Delta V_{dc}$ ) และระยะเวลาการเข้าสู่สภาวะคงตัวของค่าแรงดันบัสไฟตรงให้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้เป็นสองเงื่อนไขถัดมา ที่ใช้ในการออกแบบค่า  $C_{dc,1}$  และ  $C_{dc,2}$  ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

ผู้วิจัยกำหนดให้  $\Delta V_{dc}$  มีค่าไม่เกิน 3 โวลต์ หรือไม่เกิน 1.25 เปอร์เซ็นต์ ของค่าแรงดันบัลไฟตรงที่กำหนด

$$C_{dc,\min} = C_{dc1,\min} = C_{dc2,\min} = \frac{\Delta \int \tilde{p} dt}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} = \frac{0.218}{3 \times 240} = 302.78 \mu\text{F} \quad (5.53)$$



รูปที่ 5.13 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอททิฟ กรณีโหลดสมดุล



รูปที่ 5.14 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอททิฟ กรณีโหลดไม่สมดุล

การออกแบบค่าความเก็บประจุ ตามสมการที่ (5.53) พบว่า แนวทางการออกแบบไม่ได้  
อ้างอิงถึงค่าพลังงานในตัวเก็บประจุ ส่งผลให้ค่า  $C_{dc,min}$  ที่ได้จากสมการข้างต้น ไม่สามารถยืนยัน  
ได้ว่ามีพลังงานเพียงพอต่อการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ด้วยเหตุนี้จึงมีการ  
ออกแบบโดยคำนึงถึงค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ (5.54) จากสมการดังกล่าว ค่า  $\tilde{p}(t)$   
คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน ( $\frac{dE}{dt}$ ) ที่ตัวเก็บประจุ เมื่อจัดทอมสมการดังกล่าวใหม่ จะ  
ได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (5.55) และได้ขอบเขตค่าสุดของค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{dc,min}$ ) ดังสมการที่  
(5.56) โดยที่ ค่า  $\int \tilde{p}(t)dt$  คือ ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟในสถานะคงตัว ซึ่งได้เลือกใช้ค่า  
 $\int \tilde{p}(t)dt$  ของกรณีโหลดสมดุล เนื่องจากกรณีดังกล่าวให้ค่า  $\int \tilde{p}(t)dt$  ที่มากกว่า การออกแบบค่า  
 $C_{dc,1}$  และ  $C_{dc,2}$  ของทั้งสองวิธี ควรเลือกวิธีที่ออกแบบค่าดังกล่าวได้มากกว่า ดังนั้น ค่า  $C_{dc,1}$  และ  
 $C_{dc,2}$  ควรมีค่าน้อยกว่าเท่ากับ 459.38 ไมโครฟารัด ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าความเก็บประจุ ( $C_{dc,1}$ ,  
 $C_{dc,2}$ ) เท่ากับ 4700 ไมโครฟารัด ทั้งนี้เพราะ คำนึงถึงระยะเวลาการเข้าสู่สถานะคงตัวของค่า  $V_{dc,1}$   
และ  $V_{dc,2}$  ที่เหมาะสม และคำนึงถึงค่าแรงดันบัสไฟตรงพลิว (ripple DC bus voltage) ที่ต่ำ

$$\tilde{p}(t) = V_{dc} i_{dc} = \frac{dE}{dt} \quad (5.54)$$

$$E = \int \tilde{p}(t)dt = \int (V_{dc} \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt})dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (5.55)$$

$$C_{dc,min} = C_{dc1,min} = C_{dc2,min} = \frac{2 \cdot \int \tilde{p}(t)dt}{V_{dc}^2} = \frac{2(13.23)}{240^2} = 459.38 \sim F \quad (5.56)$$

#### 5.4 การออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ระบบควบคุมการถ่วงกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟบนแกนดีคิวศูนย์ ได้รับการ  
ออกแบบโดยอาศัยสมการเชิงอนุพันธ์ของกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ดังสมการที่ (5.57) ถึง  
(5.59) ตามลำดับ

$$L_c \frac{di_{cd}}{dt} + R_c i_{cd} = \tilde{S} L_c i_{cq} + d_d \sum V_{dc} - v_{pcc,d} \quad (5.57)$$



$$L_c \frac{di_{cq}}{dt} + R_c i_{cq} = -\tilde{S} L_c i_{cd} + d_q \sum V_{dc} - v_{pcc,q} \quad (5.58)$$

$$L_c \frac{di_{c0}}{dt} + R_c i_{c0} = -\frac{\sqrt{3}}{2} (\sum V_{dc} - \Delta V_{dc}) + d_0 \sum V_{dc} - v_{pcc,0} \quad (5.59)$$

ผลคูณระหว่างฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิวศูนย์ ( $d_d, d_q, d_0$ ) กับค่าผลรวมแรงดันบัสไฟตรง ( $\sum V_{dc}$ ) คือ แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์บนแกนดีคิวศูนย์ ( $v_{d,out}, v_{q,out}, v_{0,out}$ ) ดังสมการที่ (5.60)

$$\begin{bmatrix} v_{d,out} \\ v_{q,out} \\ v_{0,out} \end{bmatrix} = \sum V_{dc} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันที่จุด PCC บนแกนดีคิวศูนย์ ( $v_{pcc,d}, v_{pcc,q}, v_{pcc,0}$ ) แสดงได้ดังสมการที่ (5.61) ถึง (5.63) ตามลำดับ

$$v_{pcc,d} = \tilde{S} L_c i_{cq} + v_{d,out} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} - R_c i_{cd} \quad (5.61)$$

$$v_{pcc,q} = -\tilde{S} L_c i_{cd} + v_{q,out} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - R_c i_{cq} \quad (5.62)$$

$$v_{pcc,0} = -\frac{\sqrt{3}}{2} (\sum V_{dc} - \Delta V_{dc}) + v_{0,out} - L_c \frac{di_{c0}}{dt} - R_c i_{c0} \quad (5.63)$$

การกำหนดให้แกนหมุนดีคิวศูนย์มีมุมเฟสเริ่มต้นเดียวกันกับแรงดันที่จุด PCC ทำให้สมการที่ (5.61) ถึง (5.63) สามารถเขียนได้ใหม่ ดังสมการที่ (5.64) ถึง (5.66) ตามลำดับ

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot V_m = \overbrace{\tilde{S} L_c i_{cq} + v_{d,out} - L_c \frac{di_{cd}}{dt} - R_c i_{cd}}^{\text{plant: } u_d} \quad (5.64)$$

$$\begin{array}{c} \text{plant: } u_q \\ \hline 0 = -\check{S}L_c i_{cd} + v_{q,out} - L_c \frac{di_{cq}}{dt} - R_c i_{cq} \end{array} \quad (5.65)$$

$$\begin{array}{c} \text{plant: } u_0 \\ \hline 0 = -\frac{\sqrt{3}}{2}(\sum V_{dc} - \Delta V_{dc}) + v_{0,out} - L_c \frac{di_{c0}}{dt} - R_c i_{c0} \end{array} \quad (5.66)$$

จากสมการที่ (5.64) ถึง (5.66) สังเกตได้ว่า เทอม  $u_d$ ,  $u_q$  และ  $u_0$  คือ พลานต์ของระบบ ควบคุมกระแสชดเชย ค่า  $v_{d,out}$ ,  $v_{q,out}$  และ  $v_{0,out}$  จึงทำหน้าที่ควบคุมชุดพลานต์ดังกล่าว ดังนั้น การคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อ้างอิงบนแกนดีควิซุนซ์ ( $v_{d,out}^*$ ,  $v_{q,out}^*$ ,  $v_{0,out}^*$ ) เขียน ได้ ดังสมการที่ (5.67) ถึง (5.69) ตามลำดับ

$$v_{d,out}^* = u_d - \check{S}L_c i_{cq} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot V_m \quad (5.67)$$

$$v_{q,out}^* = u_q + \check{S}L_c i_{cd} \quad (5.68)$$

$$v_{0,out}^* = u_0 + \frac{\sqrt{3}}{2}(\sum V_{dc} - \Delta V_{dc}) \quad (5.69)$$

การออกแบบโครงสร้างของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง อธิบายจากความสัมพันธ์ ระหว่าง  $i_{dc,sum}$  และ  $i_{dc,diff}$  กับแรงดันบัลไฟตรงที่ตัวเก็บประจุ ( $\sum V_{dc}$ ,  $\Delta V_{dc}$ ) ดังสมการที่ (5.70) และ (5.71) ตามลำดับ เทอมพลานต์ของระบบจากสมการดังกล่าว ถูกแทนด้วยตัวแปร  $i_{dv}$  และ  $i_{0v}$  ตามลำดับ

$$\begin{array}{c} \text{plant: } i_{dv} \\ \hline i_{dc,sum} = C_{dc} \frac{d}{dt} \sum V_{dc} \end{array} \quad (5.70)$$

$$\begin{array}{c} \text{plant: } i_{0v} \\ \downarrow \\ i_{dc,diff} = C_{dc} \frac{d}{dt} \Delta V_{dc} \end{array} \quad (5.71)$$

สมการเชิงอนุพันธ์ของแรงดันบัสไฟตรง ตามสมการที่ (5.47) และ (5.48) ถูกนำมาแทนในสมการที่ (5.70) และ (5.71) ตามลำดับ ผลเฉลยจากการแทนความสัมพันธ์ดังกล่าวแสดงได้ ดังสมการที่ (5.72) และ (5.73) ตามลำดับ

$$i_{dv} = -(2d_d i_{cd} + 2d_q i_{cq} + (2d_0 - \sqrt{3}) i_{c0}) \quad (5.72)$$

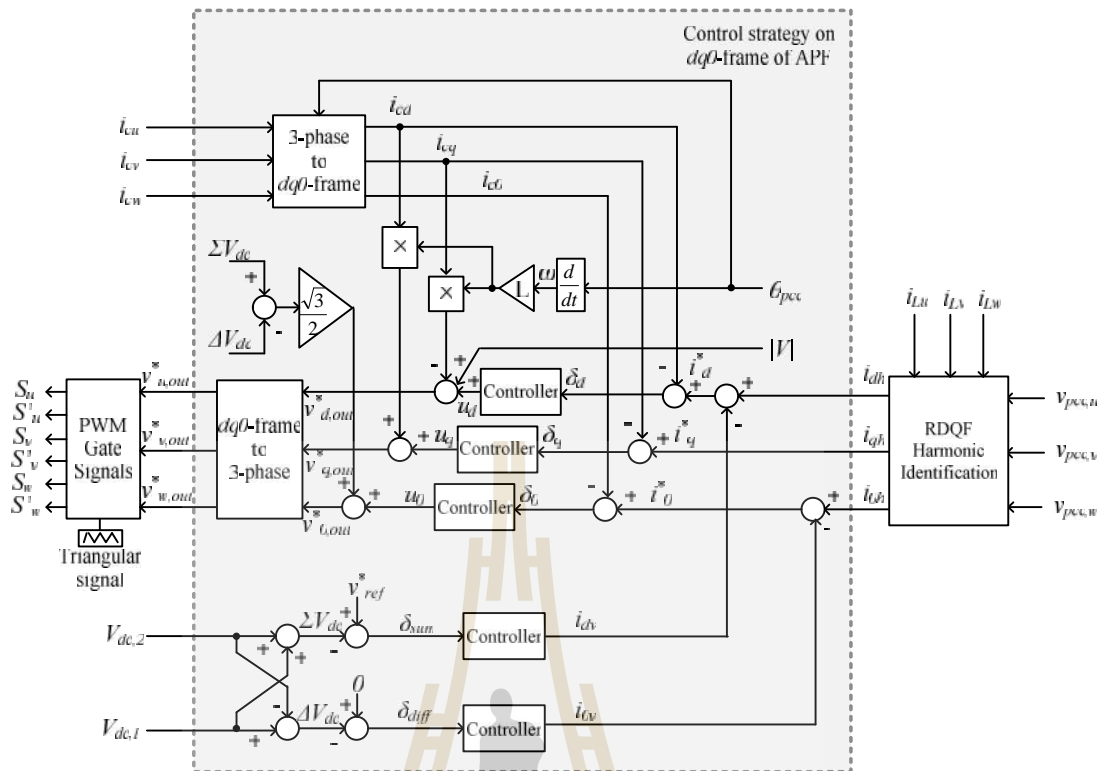
$$i_{0v} = -\sqrt{3} \cdot i_{c0} \quad (5.73)$$

ฟังก์ชันสถานะการสวิตช์บนแกนดีคิวศูนย์ ตามสมการที่ (5.19) ถูกนำมาแทนในสมการที่ (5.72) ทำให้สมการของ  $i_{dc,sum}$  สามารถเขียนได้ใหม่ ดังสมการที่ (5.74) สมการที่ (5.72) และ (5.73) ได้รับการจัดรูปใหม่แสดงได้ ดังสมการที่ (5.74) และ (5.75) ตามลำดับ สมการที่ (5.74) และ (5.75) คือ สมการการคำนวณค่า  $i_{cd,v}$  และ  $i_{c0,v}$  สำหรับทำหน้าที่ควบคุมชุดพลาแนต์ของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

$$i_{cd,v} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{M} i_{dv} \quad (5.74)$$

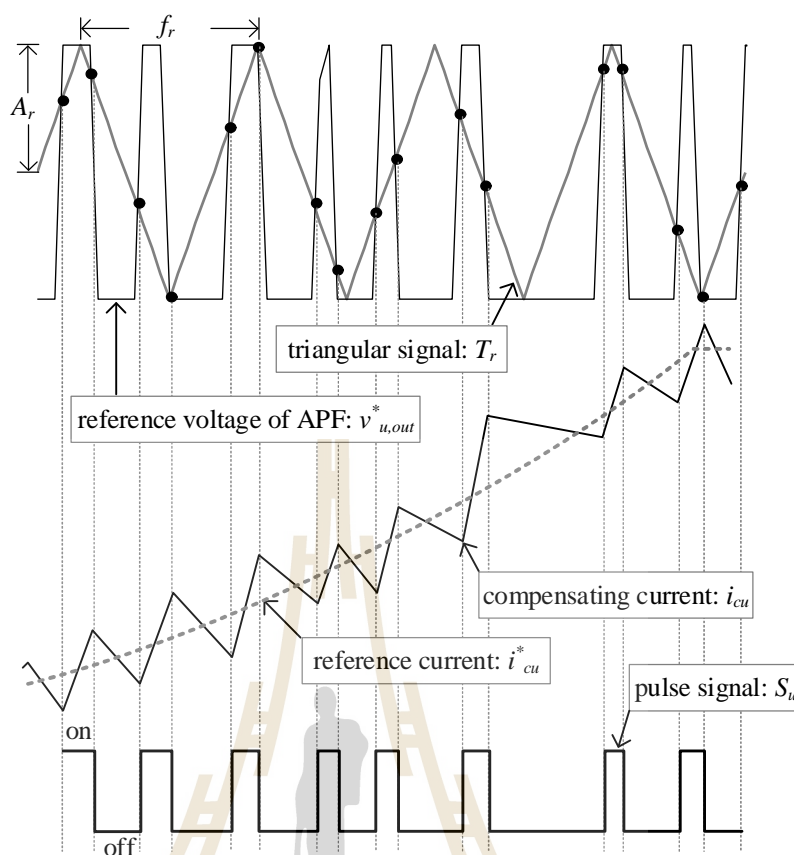
$$i_{c0,v} = -\frac{1}{\sqrt{3}} i_{0v} \quad (5.75)$$

ผลเฉลยจากสมการที่ (5.67) (5.68) (5.69) (5.74) และ (5.75) ถูกนำมาอธิบายเป็นโครงสร้างของระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังรูปที่ 5.15 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า  $v_{pcc,uvw}$ ,  $i_{L,uvw}$ ,  $i_{c,uvw}$  และ  $V_{dc,(1,2)}$  คือ อินพุตสำหรับระบบควบคุม ผลลัพธ์ของระบบควบคุม คือ ค่า  $v_{d,out}^*$ ,  $v_{q,out}^*$  และ  $v_{0,out}^*$  ค่าดังกล่าวถูกนำมาแปลงให้อยู่บนแกนสามเฟสเพื่อเข้าสู่ขั้นตอนการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ลักษณะการทำงานของเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มเพื่อสร้างพัลส์ควบคุมสวิตช์อุปกรณ์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัวสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.15 โครงสร้างการควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอทฟ

ค่าแรงดันแอมพลิจูดของอินเวอร์เตอร์อ้างอิงบนแกนสามเฟส ( $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$ ,  $v_{w,out}^*$ ) ถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม ( $T_r$ ) เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์ควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดค่ายอด ( $A_r$ ) ของสัญญาณสามเหลี่ยม เท่ากับ 1 และกำหนดค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม ( $f_r$ ) เท่ากับ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ การออกแบบค่า  $f_r$  พิจารณาจากอันดับฮาร์มอนิกสูงสุดที่ต้องการกำจัดในระบบ ซึ่งค่า  $f_r$  จะต้องมากกว่าความถี่ฮาร์มอนิกที่พิจารณาในระบบเป็นสองเท่า (Thomas T. and et al., 1998) จากรูปที่ 5.16 เป็นการยกตัวอย่างกรณีเฟส  $u$  ผลการเปรียบเทียบ พบว่า เมื่อค่า  $v_{u,out}^*$  มากกว่า  $T_r$  ทำให้ได้ค่า  $S_u$  เท่ากับ 1 ซึ่งหมายความว่า ไอจีบีทีตัวบนของกิ่งจะนำกระแส และตัวล่างจะหยุดนำกระแส ผลดังกล่าวทำให้ค่า  $i_{cu}$  มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น เมื่อค่า  $v_{u,out}^*$  น้อยกว่า  $T_r$  ทำให้ได้ค่า  $S_u$  เท่ากับ 0 ซึ่งหมายความว่า ไอจีบีทีตัวบนของกิ่งจะหยุดนำกระแส และตัวล่างจะกลับมานำกระแส ผลดังกล่าวทำให้ค่า  $i_{cu}$  มีแนวโน้มลดลง วัตถุประสงค์การควบคุมการสวิตช์ของวงจรกรองกำลังแอทฟ เพื่อควบคุมค่า  $i_{cu}$  ให้ใกล้เคียงกับค่า  $i_{cu}^*$



รูปที่ 5.16 การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคการสวิตช์พีคเบิลยูเอ็ม กรณิเฟส  $u$

## 5.5 สรุป

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอททีฟที่นำเสนอในบทนี้ ใช้กฎกระแสและแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนแกนสามเฟส จากนั้นแบบจำลองดังกล่าวได้ถูกพิจารณาบนแกนคิคลูศูนย์ ด้วยหลักการแปลงของปาร์ก ซึ่งผลเฉลยของแบบจำลองได้รับการตรวจสอบ และยืนยันความถูกต้อง เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมให้กับวงจรกรองกำลังแอททีฟ ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองกำลังแอททีฟ ได้รับการออกแบบอย่างเหมาะสมกับระบบสามเฟสสี่สาย นอกจากนี้ โครงสร้างของระบบควบคุมกระแสชดเชย และแรงดันบัสไฟตรงได้ถูกอธิบายโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนคิคลูศูนย์ ในส่วนตัวควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ และผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งระบบ จะได้นำเสนอในลำดับถัดไป

## บทที่ 6

### การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรรอกำลังแอกทิฟ

#### 6.1 บทนำ

ตัวควบคุมในส่วนของระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกำลังแอกทิฟ แบ่งเป็นสองส่วน ได้แก่ ตัวควบคุมของกระแสชดเชย และตัวควบคุมของแรงดันบัลไฟตรง วัตถุประสงค์ของระบบควบคุมกระแสชดเชย คือ การควบคุมกระแสชดเชยให้มีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธี RDQF วัตถุประสงค์ของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง คือ การควบคุมให้ผลรวมแรงดันบัลไฟตรงมีค่าใกล้เคียงกับค่าผลรวมแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบในบทที่ 5 และควบคุมผลต่างแรงดันบัลไฟตรงให้มีค่าใกล้เคียงศูนย์ ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงเล็งเห็นระบบควบคุมวงจรรอกำลังแอกทิฟที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าวให้ผลตอบแทนในสถานะคงตัวที่ดี และเป็นพื้นฐานสำหรับการพัฒนาตัวควบคุมในอนาคต การออกแบบตัวควบคุมพีไอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้รับการออกแบบในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete time) เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมกับงานทางด้านปฏิบัติ ผลการจำลองฮาร์ดแวร์ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (hardware in the loop) เพื่อวิเคราะห์ผลที่เกิดขึ้นกับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ ซึ่งการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคดังกล่าวในอดีตที่ผ่านมา ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ ได้นำเสนอไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2557)

#### 6.2 ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ

การควบคุมกระแสชดเชยโดยใช้ตัวควบคุมพีไอจะมีสมรรถนะที่ดีได้ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอต้องมีความเหมาะสม โดยวิธีการออกแบบตัวควบคุมในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.2.1 อย่างไรก็ตาม ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ ควรได้รับการวิเคราะห์เสถียรภาพ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมกระแสชดเชย การทราบขอบเขตค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว ทำให้สามารถใช้งานค่าพารามิเตอร์ในย่านนั้นได้กับระบบการจำลองฮาร์ดแวร์ที่พิจารณา โดยระบบควบคุมกระแสชดเชยยังคงมีเสถียรภาพ การวิเคราะห์เสถียรภาพดังกล่าว ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.2.2

### 6.2.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ

จากแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์ ( $v_{d,out}^*, v_{q,out}^*, v_{0,out}^*$ ) ตามสมการที่ (5.66) ถึง (5.68) ของบทที่ 5 ปรากฏว่า ตัวแปร  $u_d$ ,  $u_q$  และ  $u_0$  คือ พลาเน็ตของระบบควบคุมกระแสซเซช ดังสมการที่ (6.1) สมการดังกล่าวถูกนำมาหาฟังก์ชันถ่ายโอน โดยอาศัยการแปลงลาปลาซ ดังสมการที่ (6.2) ด้วยเหตุนี้ ตัวควบคุมพีไอ ( $u_{d,PI}, u_{q,PI}, u_{0,PI}$ ) จึงทำหน้าที่ ควบคุมชุดพลาเน็ตของระบบดังกล่าว โดยที่ ค่า  $u_{d,PI}, u_{q,PI}$  และ  $u_{0,PI}$  สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (6.3) สมการดังกล่าวเมื่อดำเนินการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับตัวควบคุมพีไอบนแกนดีคิวศูนย์ ( $G_c$ ) ดังสมการที่ (6.4) โดยที่ตัวแปร  $u_d$  คือ ค่าผลต่างระหว่าง  $i_d^*$  กับ  $i_{cd}$  ตัวแปร  $u_q$  คือ ค่าผลต่างระหว่าง  $i_q^*$  กับ  $i_{cq}$  และตัวแปร  $u_0$  คือ ค่าผลต่างระหว่าง  $i_0^*$  กับ  $i_{c0}$  ซึ่งอ้างอิงจากรูปที่ 5.15 ของบทที่ 5

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = L_c \begin{bmatrix} \frac{di_{cd}}{dt} \\ \frac{di_{cq}}{dt} \\ \frac{di_{c0}}{dt} \end{bmatrix} + R_c \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$G_{pc}(s) = \frac{I_{cd}(s)}{U_d(s)} = \frac{I_{cq}(s)}{U_q(s)} = \frac{I_{c0}(s)}{U_0(s)} = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (6.2)$$

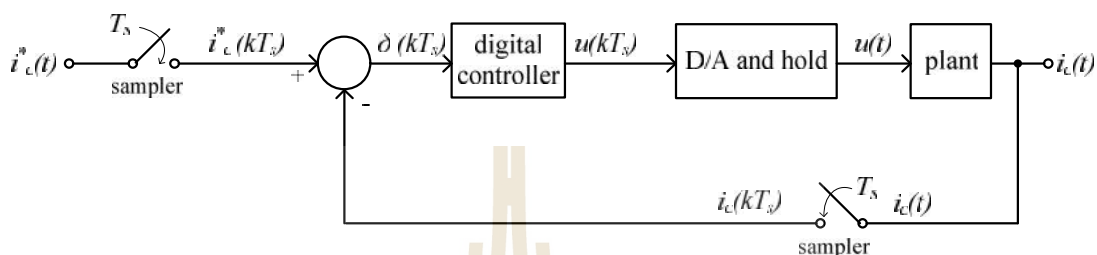
$$\begin{bmatrix} u_{d,PI} \\ u_{q,PI} \\ u_{0,PI} \end{bmatrix} = K_{pc} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} + K_{ic} \begin{bmatrix} \int u_d dt \\ \int u_q dt \\ \int u_0 dt \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$G_c(s) = \frac{U_{d,PI}(s)}{u_d(s)} = \frac{U_{q,PI}(s)}{u_q(s)} = \frac{U_{0,PI}(s)}{u_0(s)} = \frac{(K_{pc}s + K_{ic})}{s} \quad (6.4)$$

ระบบควบคุมกระแสซเซชในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง หรือโดเมนซีแสดงได้ ดังรูปที่ 6.1 จากรูปดังกล่าว อธิบายได้ว่า ค่ากระแสอ้างอิงในโดเมนเวลา ( $i_c^*(t)$ ) ถูกพิจารณาเป็นจุดข้อมูลรายคาบ ( $i_c^*(kT_s)$ ) สำหรับห้กลับกับค่าจุดข้อมูลรายคาบของกระแสซเซช ( $i_c(kT_s)$ ) ค่าผลต่างระหว่าง  $i_c^*(kT_s)$  กับ  $i_c(kT_s)$  ถูกใช้เป็นค่าอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบดิจิตอล ตัวควบคุมแบบ

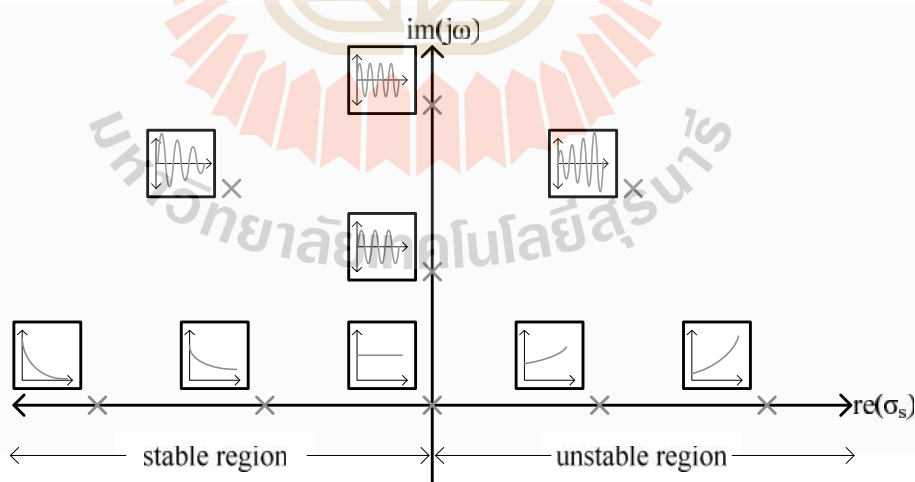


ดิจิตอล ทำหน้าที่คำนวณค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมที่เป็นจุดข้อมูลรายคาบ ( $u(kT_s)$ ) ค่า  $u(kT_s)$  ถูกแปลงให้เป็นค่าในโดเมนเวลา ( $u(t)$ ) ด้วยบล็อก “D/A and hold” เพื่อนำค่าดังกล่าวส่งไปควบคุมพลานต์ของระบบ จนกระทั่งได้ค่ากระแสชดเชยในโดเมนเวลา ( $i_c(t)$ ) โดยที่ ตัวแปร  $T_s$  คือ คาบเวลาซีกตัวอย่าง และ  $k$  คือ ตำแหน่งแถวลำดับของข้อมูล



รูปที่ 6.1 ระบบควบคุมในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง

ก่อนการอธิบายระบบควบคุมในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง ผู้วิจัยได้เริ่มต้นการอธิบายด้วยการศึกษาระบบควบคุมในโดเมนเวลาต่อเนื่อง หรือ โดเมนเอส ซึ่งพบว่า ตำแหน่งโพลที่พิจารณาบนระนาบเอส สามารถอธิบายพฤติกรรมต่าง ๆ ของผลตอบสนองได้ ดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 ผลตอบสนองของระบบในโดเมนเวลาต่อเนื่อง (ระนาบเอส)

ยกตัวอย่างจากรูปที่ 6.2 เช่น ผลตอบสนองจะมีการแกว่งไกว เมื่อตำแหน่งโพลอยู่ใกล้แกนจินตภาพ ผลตอบสนองของระบบจะเข้าสู่ค่าอ้างอิง ต่อเมื่อตำแหน่งโพลอยู่ทางด้านซ้ายของแกนจินตภาพ และการขาดเสถียรภาพของระบบจะเกิดขึ้น เมื่อตำแหน่งโพลอยู่ทางด้านขวาของแกนจินตภาพ เป็นต้น ความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองของระบบกับการเคลื่อนที่ของตำแหน่งโพลสามารถอธิบายด้วยฟังก์ชัน  $f(t)$  ดังสมการที่ (6.5) จากสมการดังกล่าวทำการแปลงลาปลาซให้อยู่ในโดเมนเอส ( $F(s)$ ) และทำการแปลงซึให้อยู่ในโดเมนซี ( $F(z)$ ) จะได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (6.6) และ (6.7) ตามลำดับ

$$f(t) = e^{-at}, t > 0 \quad (6.5)$$

$$F(s) = \mathcal{L}\{e^{-at}\} = \frac{1}{s+a} \quad (6.6)$$

$$F(z) = \mathcal{Z}\{e^{-at}\} = \frac{z}{z - e^{-aT_s}} \quad (6.7)$$

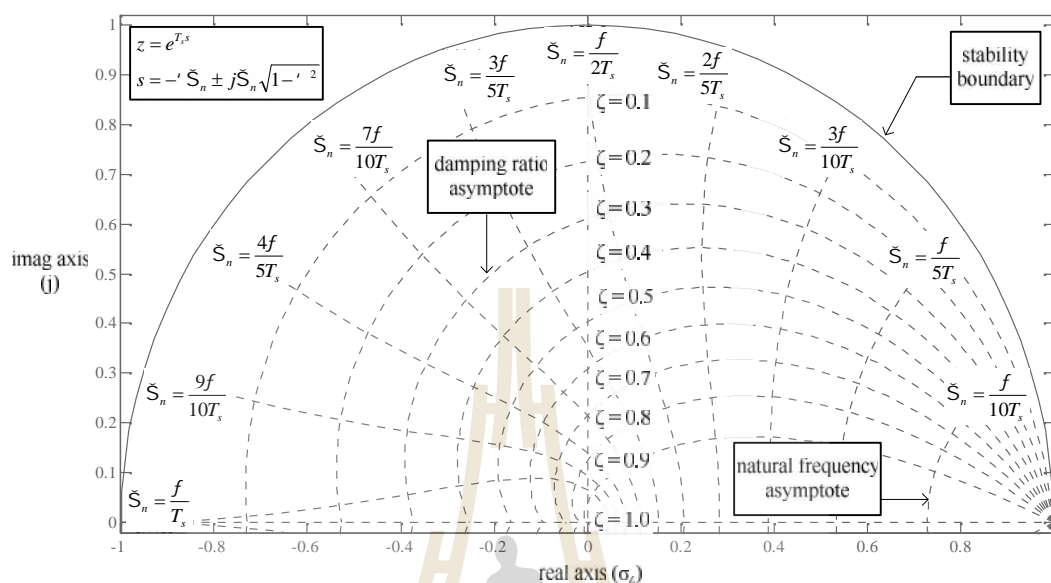
จากสมการที่ (6.6) และ (6.7) ทำให้ทราบว่า ตำแหน่งโพลของฟังก์ชัน  $f(t)$  ในโดเมนเอส และโดเมนซี คือ  $s = -a$  และ  $z = e^{-aT_s}$  ตามลำดับ ระบบที่พิจารณาในโดเมนเอสจะต้องสมนัยกับระบบที่พิจารณาในโดเมนซี ดังนั้น ความสัมพันธ์ของระบบในโดเมนเอสกับโดเมนซีสามารถอธิบายได้ ดังสมการที่ (6.8) สมการที่ (6.8) ถูกดำเนินการวิยุต (discretization) ด้วยกฎการประมาณเชิงตั้งฉากข้างหน้า (forward rectangular rule approximation) (Franklin et al., 1998) กระบวนการดังกล่าวทำให้ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (6.9)

$$z = e^{sT_s} \quad (6.8)$$

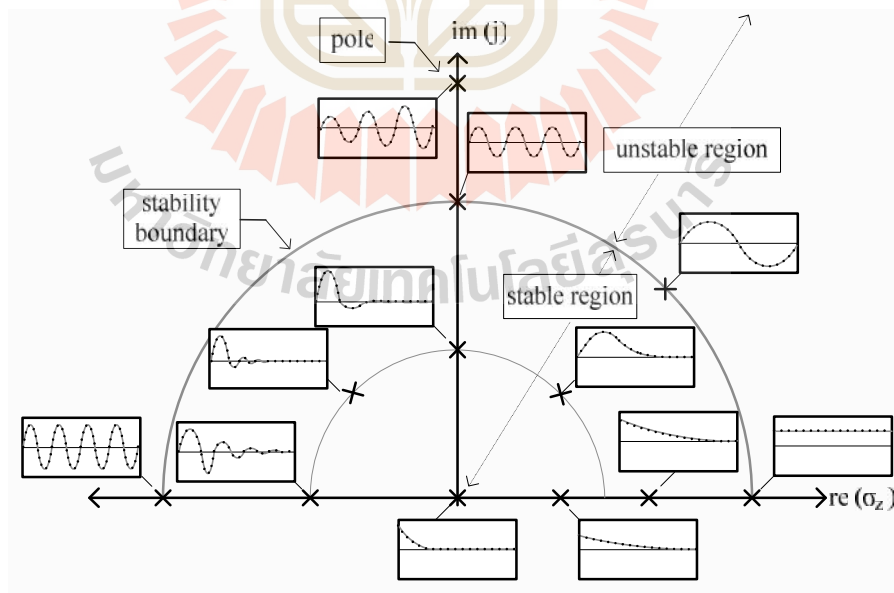
$$s = \frac{\ln(z)}{T_s} = \frac{1}{T_s}(z-1) - \frac{1}{2T_s}(z-1)^2 + \frac{1}{3T_s}(z-1)^3 - \dots \approx \frac{z-1}{T_s} \quad (6.9)$$

สมการที่ (6.9) ทำให้สามารถแปลงระบบที่พิจารณาบนระนาบเอสให้อยู่บนระนาบซีได้ ดังรูปที่ 6.3 จากรูปดังกล่าว เป็นการยกตัวอย่างแผนภาพระนาบในโดเมนซี (ซีกบน) ระนาบในโดเมนซี ประกอบด้วย เส้นกำกับอัตราส่วนการหน่วง (damping ratio asymptote:  $\zeta$ ) และเส้นกำกับความถี่ธรรมชาติ (natural frequency asymptote:  $\omega_n$ ) ดังนั้น เส้นกำกับทั้งสองจึงทำหน้าที่อธิบาย

ผลตอบสนองของระบบ ตามตำแหน่งโพลที่เกิดขึ้นบนระนาบซีส ดำแหน่งโพลต่าง ๆ ที่ถูกระบุลงบนระนาบซีสจะให้แนวโน้มของผลการตอบสนองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.3 แผนภาพระนาบในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 6.4 ผลตอบสนองของระบบ ตามตำแหน่งโพลบนระนาบซีส

แผนภาพบนระนาบซี้ ดังรูปที่ 6.3 และ 6.4 สามารถอธิบายเพิ่มเติมในห้าประเด็นสำคัญ ประเด็นแรก คือ ขอบเขตความถี่เสถียรภาพพิจารณาได้จากวงกลมหนึ่งหน่วย ( $|z|=1$ ) ประเด็นที่สอง คือ บริเวณรอบนอกของเส้นวงกลมหนึ่งหน่วย ( $|z|>1$ ) บนระนาบซี้ เปรียบได้กับแกนจินตภาพ ( $jS$ ) ทางฝั่งขวาบนระนาบเอส ( $\sigma_s > 0$ ) ประเด็นที่สาม คือ แกนจินตภาพ ( $jS$ ) ทางฝั่งซ้ายบนระนาบเอส ( $\sigma_s < 0$ ) เปรียบได้กับบริเวณภายในวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบซี้ ( $|z|<1$ ) ประเด็นที่สี่ คือ ตำแหน่งต่าง ๆ บนระนาบซี้ให้ข้อมูลของผลตอบสนองในลักษณะของอัตราการชักตัวอย่าง ( $T_s$ ) แทนที่การให้ข้อมูลทางเวลา และประเด็นสุดท้าย คือ เส้นแนวนอนในระนาบเอส (ค่า  $jS$  คงที่) เปรียบได้กับเส้นกำกับความถี่ธรรมชาติบนระนาบซี้

การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ใช้วิธีทางดิจิทัลโดยตรง (direct digital design) (Franklin et al., 1988) โดยมีขั้นตอนการออกแบบ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ ( $S_{ni}$ ) ค่าอัตราส่วนการหน่วง ( $\zeta$ ) และค่าเวลาการชักตัวอย่าง โดยที่ ผู้วิจัยกำหนดค่า  $S_{ni}$  เท่ากับ  $15.71 \times 10^3$  เรเดียนต่อวินาที (2500 เฮิรตซ์) และกำหนดค่า  $\zeta$  เท่ากับ 0.7 และค่า  $T_s$  เท่ากับ 25 ไมโครวินาที

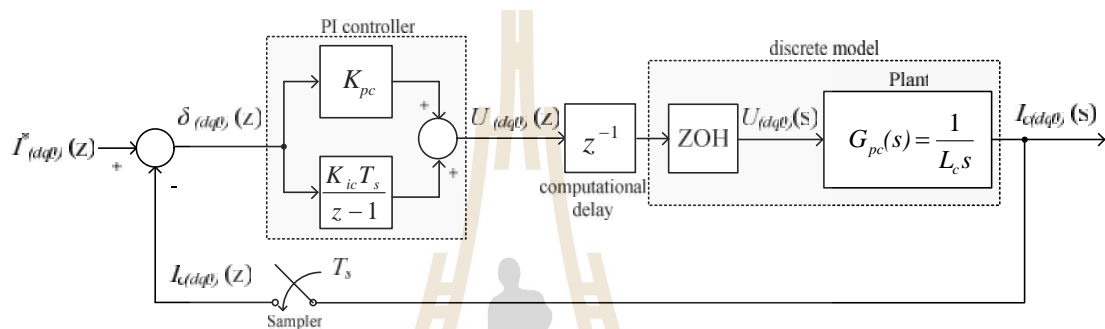
ขั้นตอนที่ 2 หาแบบจำลองของระบบในโดเมนซี้ (discrete model) ( $G_{pc}(z)$ ) ฟังก์ชัน  $G_{pc}(z)$  ได้มาจากการพิจารณาพลานต์ของระบบร่วมกับฟังก์ชันการคงค่าอันดับศูนย์ (zero order hold: ZOH) ซึ่งสามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (6.10) โดยสมการดังกล่าวไม่พิจารณาค่าความต้านทานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ( $R_c$ )

$$\begin{aligned} G_{pc}(z) &= (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{G_{pc}(s)}{s} \right\} = \left( \frac{z-1}{z} \right) \cdot \frac{1}{L_c} Z \left\{ \frac{1}{s^2} \right\} \\ &= \left( \frac{z-1}{z} \right) \cdot \frac{1}{L_c} \frac{T_s z}{(z-1)^2} = \frac{T_s}{L_c} \left( \frac{1}{z-1} \right) \end{aligned} \quad (6.10)$$

ขั้นตอนที่ 3 หาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในโดเมนซี้ ซึ่งเขียนอธิบายได้ ดังสมการที่ (6.11) โดยที่ ตัวแปร  $r$  คือ ตำแหน่งของซีโรของตัวควบคุมพีไอบนระนาบซี้

$$\begin{aligned} G_c(z) &= \frac{(K_{pc}s + K_{ic})}{s} \bigg|_{s=\frac{z-1}{T_s}} = K_{pc} + \frac{K_{ic}T_s}{z-1} \\ &= K_{pc} \cdot \frac{z - \left( 1 - \frac{K_{ic}T_s}{K_{pc}} \right)}{z-1} = K_{pc} \cdot \frac{z-r}{z-1} \end{aligned} \quad (6.11)$$

สมการที่ (6.10) และ (6.11) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพไคอะแกรมของระบบควบคุม กระแสชดเชยบนแกนดิกิวศูนย์ ดังรูปที่ 6.5 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า แผนภาพไคอะแกรมการควบคุมมีการพิจารณาเวลาประวิงในระบบ ซึ่งการพิจารณาดังกล่าวเพื่อให้เหมาะสมกับระบบควบคุมแบบดิจิทัล แผนภาพไคอะแกรม ดังรูปที่ 6.5 ถูกนำไปใช้หาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดได้ ดังสมการที่ (6.12) โดยที่  $y_i$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\frac{K_{pc}T_s}{L_c}$



รูปที่ 6.5 แผนภาพไคอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดิกิวศูนย์ ด้วยตัวควบคุมพีไอ

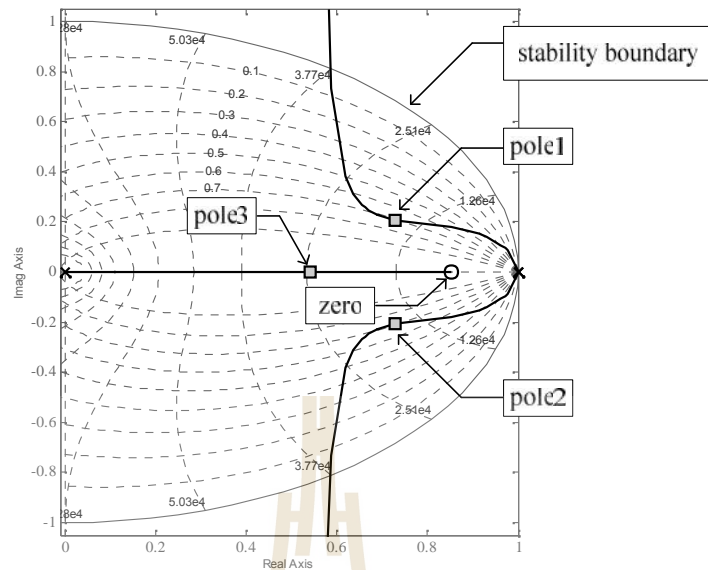
$$\frac{I_{(dq0)}(z)}{I_{(dq0)}^*(z)} = \frac{y_i(z-r)}{z^3 - 2z^2 + (y_i+1)z - y_i r} \quad (6.12)$$

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาค่าโพลเด่นบนระนาบซี ตามข้อกำหนดในขั้นตอนที่ 1 ดังสมการที่ (6.13)

$$z = e^{T_s(-\zeta \omega_{ni} \pm j\omega_{ni}\sqrt{1-\zeta^2})} = 0.7286 \pm j0.2077 \quad (6.13)$$

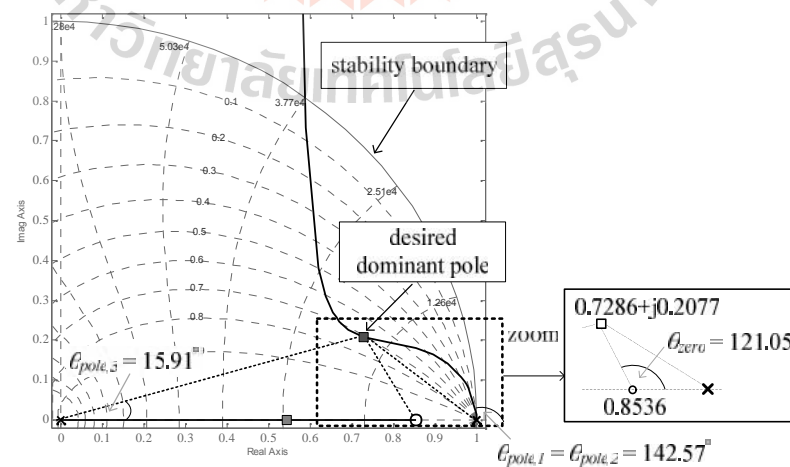
ขั้นตอนที่ 5 ดำเนินการหาค่า  $r$  และ  $K_{pc}$  ด้วยเทคนิคทางเดินรากบนระนาบซี ซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 6.6 และ 6.7 ตามลำดับ การวิเคราะห์ด้วยเทคนิคดังกล่าว อาศัยโปรแกรม m-file ร่วมกับคำสั่ง sisotool (single input / single output) ของ MATLAB เพื่อช่วยดำเนินการหาผลเฉลย

$$G_c(z) = 262.66 \left( \frac{z - 0.8536}{z - 1} \right) \quad (6.14)$$



รูปที่ 6.6 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ บนระนาบซี

จากรูปที่ 6.6 อธิบายได้ว่า แผนภาพทางเดินราก ประกอบด้วย โพลสามตำแหน่ง และซีโร (r) หนึ่งตำแหน่ง แนวทางการหาค่า  $r$  และ  $K_{pc}$  สามารถดำเนินการได้โดยอาศัย แผนภาพทางเดินราก ดังรูปที่ 6.7 เนื่องจากเส้นทางเดินรากที่พิจารณาบนระนาบซีมีลักษณะ สมมาตรกัน จึงทำการวิเคราะห์เฉพาะซีกบนของระนาบซี ซึ่งการวิเคราะห์จากรูปดังกล่าวจะได้ค่า  $r$  เท่ากับ 0.8536 และค่า  $K_{pc}$  เท่ากับ 262.66 จากนั้นแทนค่า  $r$  และ  $K_{pc}$  ลงในสมการที่ (6.11) จะทำให้ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (6.14) โดยที่ค่า  $K_{pc}$  เท่ากับ 262.66 และค่า  $K_{ic}$  เท่ากับ  $1.54 \times 10^6$

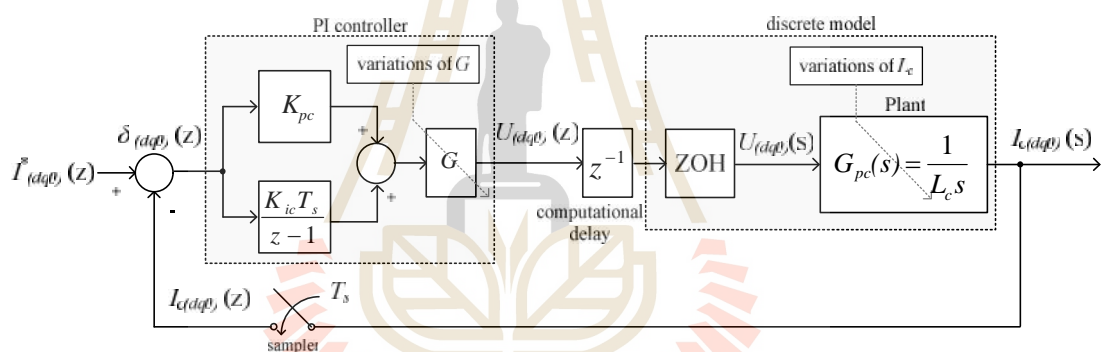


รูปที่ 6.7 แผนภาพการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ

### 6.2.2 เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ

หัวข้อนี้นำเสนอการหาขอบเขตของค่าพารามิเตอร์ในระบบควบคุมกระแสชดเชยโดยใช้เกณฑ์ความมีเสถียรภาพของระบบดังกล่าว ดังสมการที่ (6.15) อสมการดังกล่าว อธิบายได้ว่า ขนาดของโพลทั้งสามค่าจากฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ตามสมการที่ (6.12) จะต้องมิต้านน้อยกว่าหนึ่ง ถึงจะทำให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอมีเสถียรภาพได้ ค่าพารามิเตอร์ที่มีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยมีอยู่ด้วยกันสองค่า ได้แก่ ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) และค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอ ( $G$ ) ซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 6.8 ดังนั้น ค่า  $L_c$  และ  $G$  จึงถูกวิเคราะห์เพื่อหาขอบเขตที่ยังคงทำให้เงื่อนไขของสมการที่ (6.15) เป็นจริง

$$\left| \text{pole} \left( z^3 - \left( e^{-\frac{R_c T_s}{L_c}} + 1 \right) z^2 + \left( e^{-\frac{R_c T_s}{L_c}} + \frac{G K_{pc}}{R_c} \left( 1 - e^{-\frac{R_c T_s}{L_c}} \right) \right) z - \frac{G K_{pc} \tau}{R_c} \left( 1 - e^{-\frac{R_c T_s}{L_c}} \right) \right) \right| < 1 \quad (6.15)$$



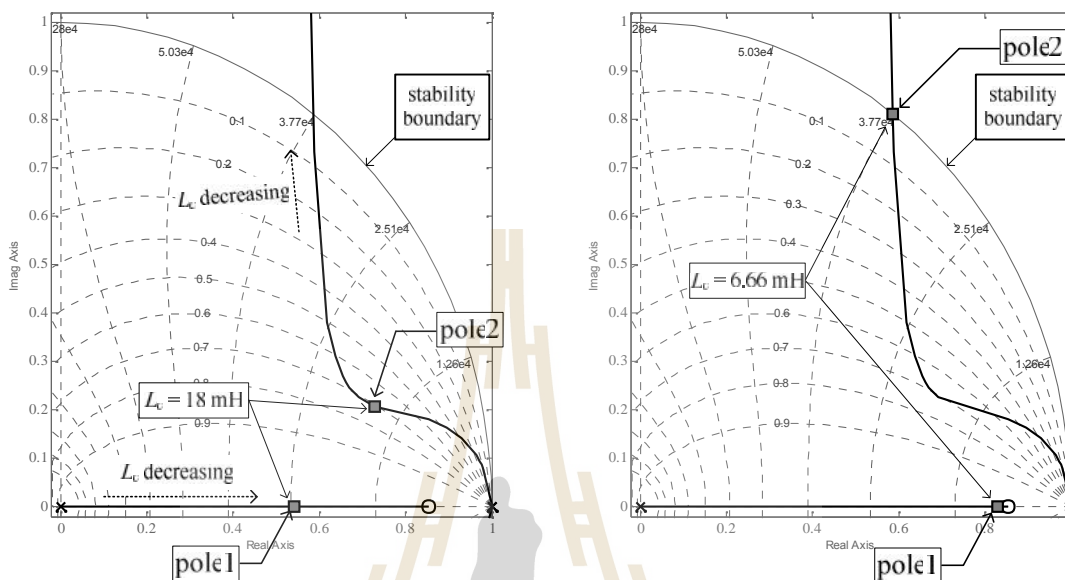
รูปที่ 6.8 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อหาขอบเขต

- เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยต่อค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ )

การวิเคราะห์เริ่มต้นจากการกำหนดค่า  $G$  เท่ากับหนึ่ง ค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$  และ  $\tau$  ถูกกำหนดไว้ตามที่ได้ออกแบบในหัวข้อที่ 6.2.1 จากนั้นดำเนินการปรับเปลี่ยนค่า  $L_c$  ในระบบควบคุมกระแสชดเชย การเคลื่อนที่ของตำแหน่งโพลเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $L_c$  แสดงได้ ดังรูปที่ 6.9 จากรูปดังกล่าว พบว่า การปรับเปลี่ยนค่า  $L_c$  ส่งผลให้ตำแหน่งโพลเกิดการเปลี่ยนแปลง การปรับค่า  $L_c$  ให้ลดลงทำให้โพลตัวที่หนึ่ง (pole1) ขยับเข้าใกล้ตำแหน่งซิริโอ และโพลตัวที่สอง (pole2) ขยับเข้าใกล้ขอบเขตความมีเสถียรภาพ ค่า  $L_c$  ที่ยังทำให้เงื่อนไขของสมการที่ (6.15) เป็น



จริงจะต้องมีค่ามากกว่า 6.66 มิลลิเฮนรี การตรวจสอบความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยแสดงได้ ดังรูปที่ 6.10



(ก) กรณีปรับค่า  $L_c$  เท่ากับ 18 มิลลิเฮนรี

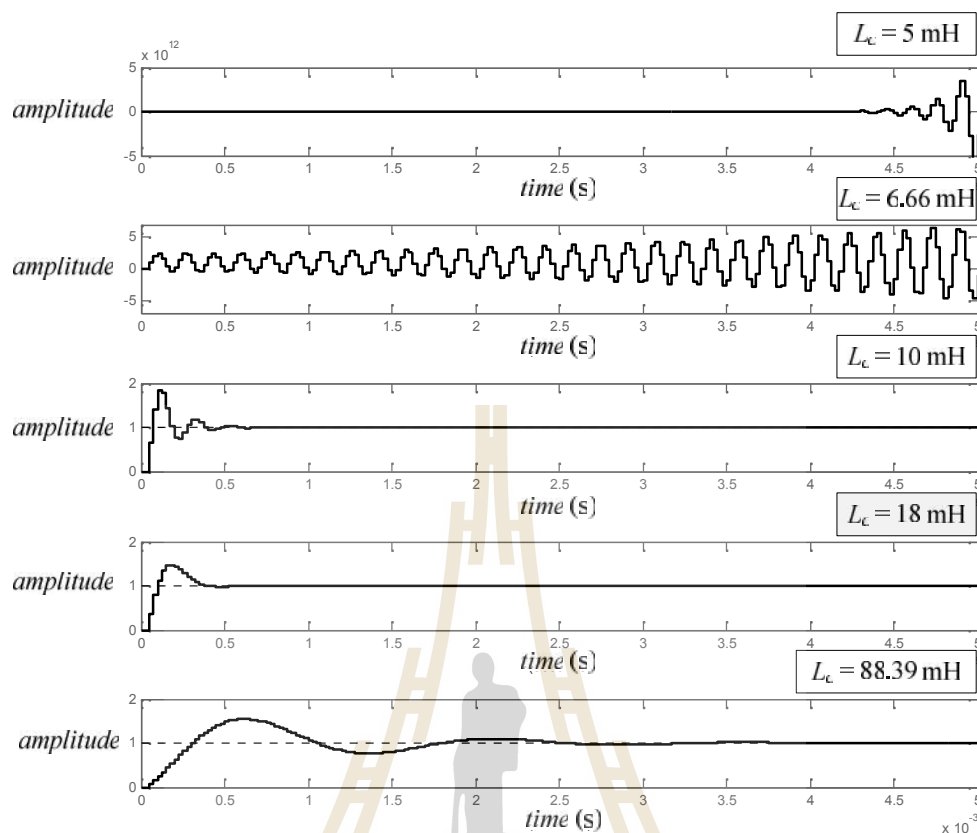
(ข) กรณีปรับค่า  $L_c$  เท่ากับ 6.66 มิลลิเฮนรี

รูปที่ 6.9 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $L_c$

จากรูปที่ 6.10 สังเกตได้ว่า การกำหนดค่า  $G$  เริ่มต้น เท่ากับหนึ่ง ระบบควบคุมกระแสชดเชยจะขาดเสถียรภาพ เมื่อกำหนด  $L_c$  มีค่าน้อยกว่า 6.66 มิลลิเฮนรี นอกจากนี้หากกำหนดค่า  $G$  เริ่มต้นที่น้อยกว่าหนึ่ง ขอบเขตของค่า  $L_c$  จะกว้างขึ้น และหากกำหนดค่า  $G$  เริ่มต้นที่มากกว่าหนึ่ง ขอบเขตของค่า  $L_c$  จะแคบลง ขอบเขตของค่า  $L_c$  สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย แสดงรายละเอียดได้ ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ  $L_c$  สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

ค่าเริ่มต้นของ $G$	ขอบเขตของ $L_c$
0.5	$3.38 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$
1	$6.66 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$
2.5	$16.91 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$

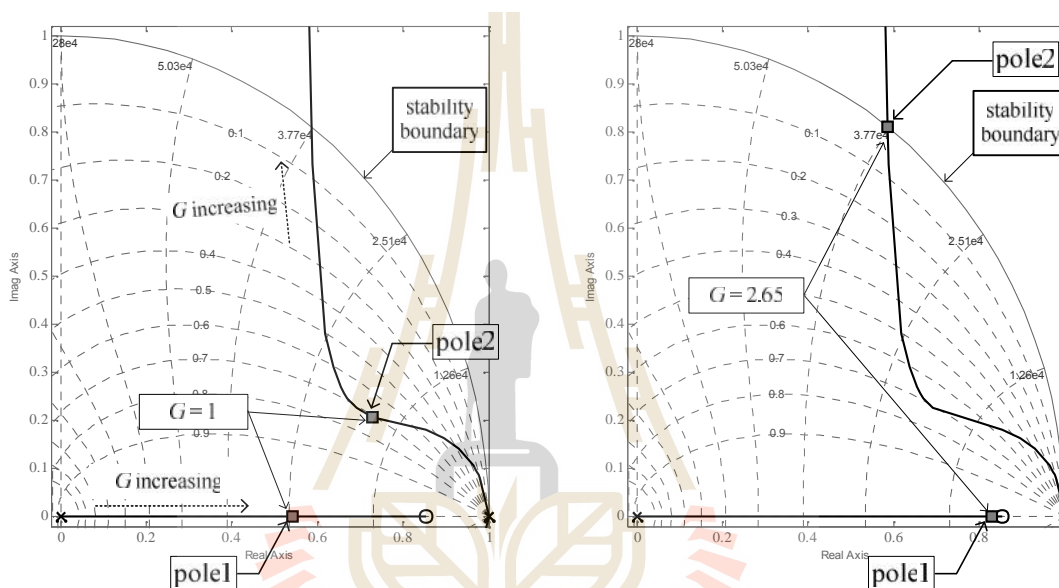


รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีปรับเปลี่ยนค่า  $L_c$

- เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยต่อค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอ ( $G$ )

การหาขอบเขตค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอ ( $G$ ) เริ่มต้นด้วยการกำหนดให้  $L_c$  มีค่าคงที่ เท่ากับ 18 มิลลิเฮนรี ตามการออกแบบที่นำเสนอในบทที่ 5 ค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$  และ  $r$  ถูกกำหนดตามการออกแบบในหัวข้อที่ 6.2.1 จากนั้นดำเนินการปรับเปลี่ยนค่า  $G$  พบว่า การปรับเปลี่ยนค่า  $G$  เพิ่มขึ้นทำให้โพลตัวที่หนึ่ง (pole1) ขยับเข้าใกล้ตำแหน่งซิริโร และทำให้โพลตัวที่สอง (pole2) ขยับเข้าใกล้ขอบเขตความไม่เสถียรภาพ โดยค่า  $G$  ที่ยังคงทำให้ข้อสมการที่ (6.15) เป็นจริงจะต้องมีค่าน้อยกว่า 2.65 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $G$  แสดงได้ ดังรูปที่ 6.11

การตรวจสอบความถูกต้องของขอบเขตที่ได้มา ด้วยผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยแสดงได้ ดังรูปที่ 6.12 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า เมื่อ  $G$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 2.65 ระบบควบคุมกระแสชดเชยจะขาดเสถียรภาพ อย่างไรก็ตามหากกำหนดให้  $L_c$  มีค่าคงที่ที่ค่าอื่น ขอบเขตของค่า  $G$  จะมีการเปลี่ยนแปลง ดังตารางที่ 6.2 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า การพิจารณาใช้ค่า  $L_c$  น้อยจะทำให้ได้ขอบเขตของค่า  $G$  ที่แคบลง ในทางกลับกันหากพิจารณาใช้ค่า  $L_c$  มากจะทำให้ได้ขอบเขตของค่า  $G$  ที่กว้างขึ้น



(ก) กรณีปรับค่า  $G$  เท่ากับ 1

(ข) กรณีปรับค่า  $G$  เท่ากับ 2.65

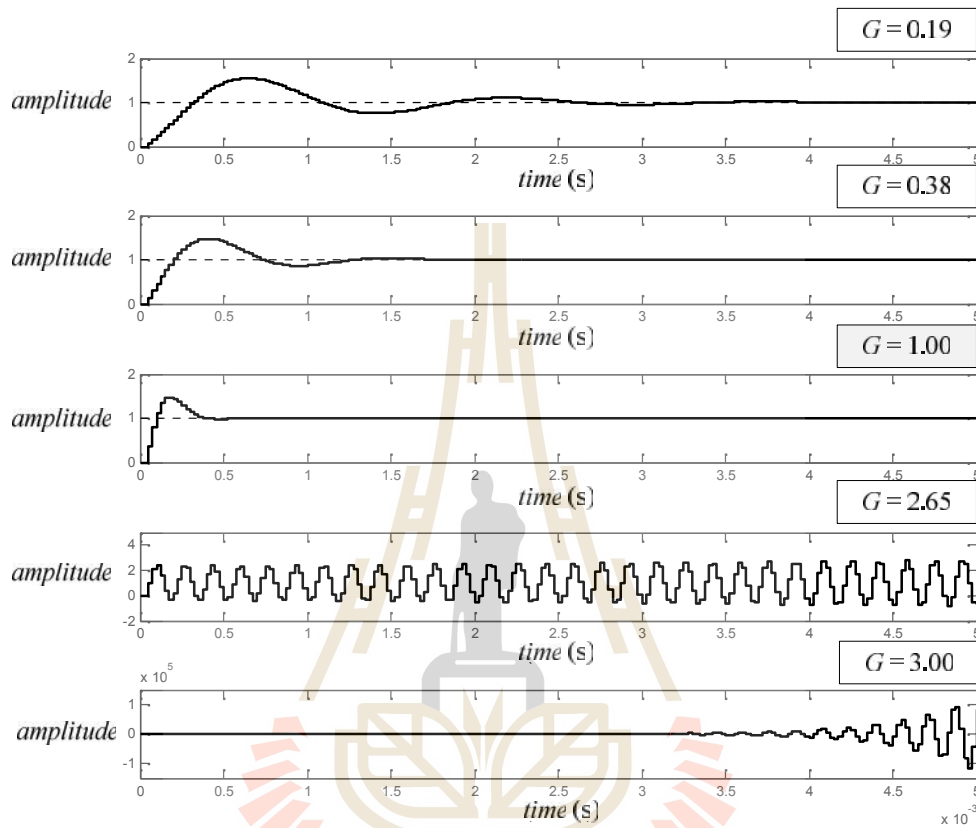
รูปที่ 6.11 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $G$

ตารางที่ 6.2 ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ  $G$  สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

ค่าเริ่มต้นของ $L_c$	ขอบเขตของ $G$
10 mH	$0 < G < 1.48$
18 mH	$0 < G < 2.65$
30 mH	$0 < G < 4.44$

หัวข้อนี้ได้นำเสนอขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมกระแสชดเชย ทั้งนี้เพื่อเป็นแนวทางให้ผู้ใช้งานสามารถเลือกค่าพารามิเตอร์ได้ในย่านที่ระบบยังคงมีเสถียรภาพ ในงานวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยเลือกใช้ค่า  $G$  เท่ากับ 1 และเลือกใช้ค่า  $L_c$  เท่ากับ 18 มิลลิเฮนรี ซึ่งค่าดังกล่าว ยังคงทำให้ระบบมีเสถียรภาพ ตามเงื่อนไขของสมการที่ (6.15)



รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีปรับเปลี่ยนค่า  $G$

### 6.3 ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

เทอมพลานต์ของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ตามสมการที่ (5.69) และ (5.70) ของบทที่ 5 ได้รับการแปลงลาปลาซ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (6.16)

$$G_{pv}(s) = \frac{\sum V_{dc}(s)}{I_{dc,sum}(s)} = \frac{\Delta V_{dc}(s)}{I_{dc,diff}(s)} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (6.16)$$

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวควบคุมพีไอ ทำหน้าที่ควบคุมพลังงานในสมการที่ (6.16) เพื่อให้ค่า  $\sum V_{dc}$  และ  $\Delta V_{dc}$  ที่ถูกรวมตัวเก็บประจุ ( $C_{dc,1}, C_{dc,2}$ ) คงที่เท่ากับ  $\sum V_{dc}^*$  และ ศูนย์ ตามลำดับ ตัวควบคุมพีไอในโดเมนเวลาสำหรับระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงสามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (6.17) และ (6.18) ตามลำดับ จากนั้นนำสมการดังกล่าวแปลงลาปลาซจะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (6.19) และ (6.20) ตามลำดับ โดยที่  $u_{sum}$  เท่ากับ  $\sum V_{dc}^* - \sum V_{dc}$  และ  $u_{diff}$  เท่ากับ  $0 - \Delta V_{dc}$

$$i_{dv} = K_{pv,sum} u_{sum} + K_{iv,sum} \int u_{sum} dt \quad (6.17)$$

$$i_{0v} = K_{pv,diff} u_{diff} + K_{iv,diff} \int u_{diff} dt \quad (6.18)$$

$$G_{c,sum}(s) = \frac{I_{dv}(s)}{u_{sum}(s)} = \frac{(K_{pv,sum}s + K_{iv,sum})}{s} \quad (6.19)$$

$$G_{c,diff}(s) = \frac{I_{0v}(s)}{u_{diff}(s)} = \frac{(K_{pv,diff}s + K_{iv,diff})}{s} \quad (6.20)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยวิธีทางดิจิทัลโดยตรง มีขั้นตอนการดำเนินการ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่าความถี่ธรรมชาติ ( $\tilde{S}_{nv}$ ) ค่าอัตราส่วนการหน่วง ( ) และค่าเวลาการชักตัวอย่าง ( $T_s$ ) โดยที่ ผู้วิจัยกำหนดค่า  $\tilde{S}_{nv}$  เท่ากับ 62.83 เรเดียนต่อวินาที (10 เฮิรตซ์) ค่าเท่ากับ 0.7 และค่า  $T_s$  เท่ากับ 25 ไมโครวินาที

ขั้นตอนที่ 2 หาแบบจำลองของระบบในโดเมนซี้ (discrete model) ( $G_{pv}(z)$ ) ซึ่งได้มาจากการพิจารณาพลานต์ของระบบร่วมกับฟังก์ชัน ZOH ฟังก์ชัน  $G_{pv}(z)$  สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (6.21)

$$G_{pv}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \left\{ \frac{G_{pv}(s)}{s} \right\} = \frac{T_s}{C_{dc}} \left( \frac{1}{z-1} \right) \quad (6.21)$$

ขั้นตอนที่ 3 แปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมฟิโอสในสมการที่ (6.19) และ (6.20) ให้อยู่ในโดเมนซี  $(G_{c,sum}(z), G_{c,diff}(z))$  ฟังก์ชัน  $G_{c,sum}(z)$  และ  $G_{c,diff}(z)$  แสดงได้ ดังสมการที่ (6.22) และ (6.23) ตามลำดับ

$$G_{c,sum}(z) = \frac{(K_{pv,sum}s + K_{iv,sum})}{s} \bigg|_{s=\frac{z-1}{T_s}} = K_{pv,sum} + \frac{K_{iv,sum}T_s}{z-1} = K_{pv,sum} \left( \frac{z-r_{sum}}{z-1} \right) \quad (6.22)$$

$$G_{c,diff}(z) = \frac{(K_{pv,diff}s + K_{iv,diff})}{s} \bigg|_{s=\frac{z-1}{T_s}} = K_{pv,diff} + \frac{K_{iv,diff}T_s}{z-1} = K_{pv,diff} \left( \frac{z-r_{diff}}{z-1} \right) \quad (6.23)$$

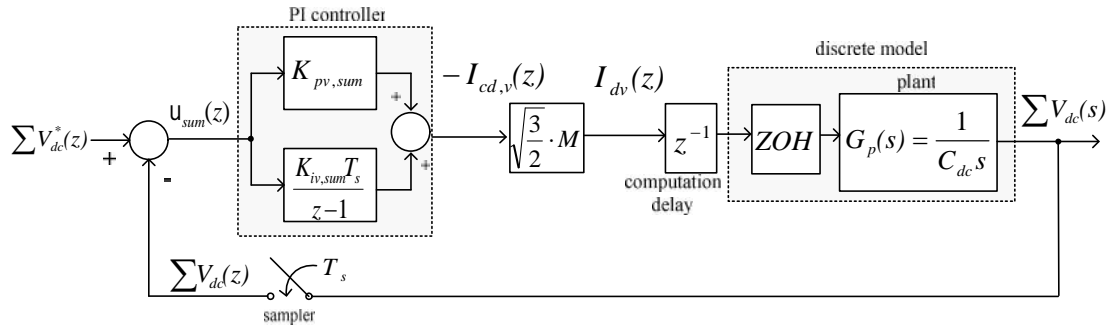
โดยที่ ค่า  $r_{sum}$  คือ ตำแหน่งของซีโรบนระนาบซี มีค่าเท่ากับ  $1 - \frac{K_{iv,sum}T_s}{K_{pv,sum}}$   
 ค่า  $r_{diff}$  คือ ตำแหน่งของซีโรบนระนาบซี มีค่าเท่ากับ  $1 - \frac{K_{iv,diff}T_s}{K_{pv,diff}}$

ความสัมพันธ์ระหว่างสมการที่ (5.73) และ (5.74) ในบทที่ 5 กับสมการที่ (6.21) ถึง (6.23) ทำให้สามารถอธิบายโครงสร้างไดอะแกรมการควบคุมผลรวมแรงดันบัสไฟตรง และผลต่างแรงดันบัสไฟตรง ดังรูปที่ 6.13 และ 6.14 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าวสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดได้ ดังสมการที่ (6.24) และ (6.25) ตามลำดับ

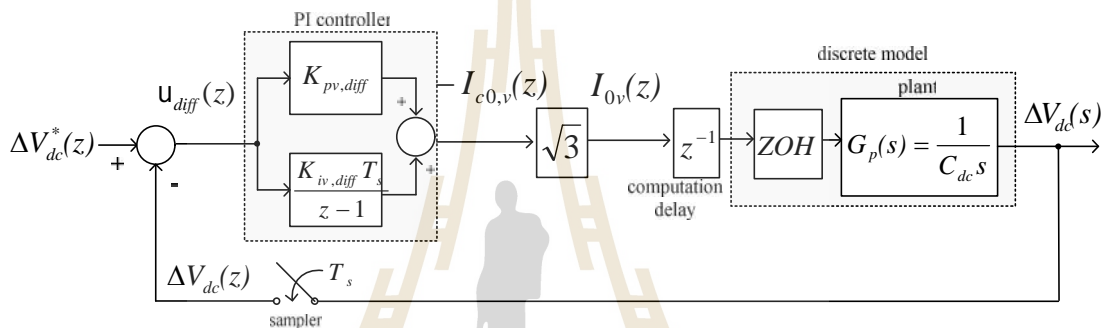
$$\frac{\sum V_{dc}(z)}{\sum V_{dc}^*(z)} = \frac{y_{sum}(z-r_{sum})}{z^3 - 2z^2 + (y_{sum} + 1)z - y_{sum}r_{sum}} \quad (6.24)$$

$$\frac{\Delta V_{dc}(z)}{\Delta V_{dc}^*(z)} = \frac{y_{diff}(z-r_{diff})}{z^3 - 2z^2 + (y_{diff} + 1)z - y_{diff}r_{diff}} \quad (6.25)$$

โดยที่ ค่า  $y_{sum}$  เท่ากับ  $\sqrt{\frac{3}{2}} M \frac{K_{pv,sum}T_s}{C_{dc}}$   
 ค่า  $y_{diff}$  เท่ากับ  $\frac{\sqrt{3}K_{pv,diff}T_s}{C_{dc}}$



รูปที่ 6.13 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมผลรวมแรงดันบัลไฟตรง ด้วยตัวควบคุมพีไอ



รูปที่ 6.14 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมผลต่างแรงดันบัลไฟตรง ด้วยตัวควบคุมพีไอ

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณหาค่าโพลเด่นบนระนาบซี้ ดังสมการที่ (6.26)

$$z = e^{T_s(-\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})} = 0.9989 \pm j0.0011 \quad (6.26)$$

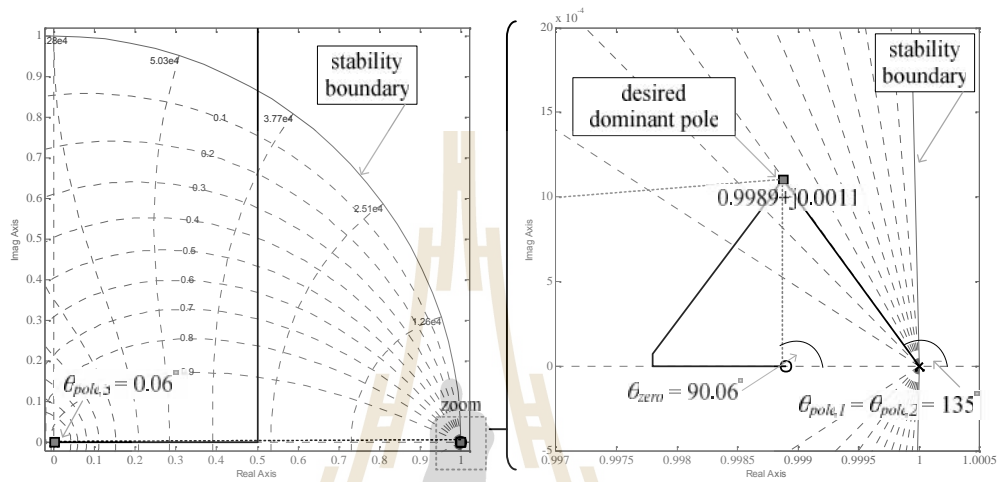
ขั้นตอนที่ 5 ดำเนินการหาค่า  $\Gamma_{sum}, \Gamma_{diff}, K_{pv,sum}$  และ  $K_{pv,diff}$  โดยใช้เทคนิคเกี่ยวกับทางเดินของรากบนระนาบซี้ อีกทั้งอาศัยโปรแกรม m - file ร่วมกับคำสั่ง sisotool ของ MATLAB แผนภาพทางเดินรากบนระนาบซี้ของผลรวมและผลต่างแรงดันบัลไฟตรง แสดงได้ดังรูปที่ 6.15 และรูปที่ 6.16 ตามลำดับ

ค่า  $\Gamma_{sum}, \Gamma_{diff}, K_{pv,sum}$  และ  $K_{pv,diff}$  ถูกแทนลงในสมการที่ (6.22) และ (6.23) ทำให้ได้ผลเฉลย ดังสมการที่ (6.27) และ (6.28) ตามลำดับ ผลเฉลยจากสมการดังกล่าว ทำให้ทราบได้ว่า  $K_{pv,sum}$  เท่ากับ 0.33 ค่า  $K_{iv,sum}$  เท่ากับ 14.52  $K_{pv,diff}$  เท่ากับ 0.24 และค่า  $K_{iv,diff}$  เท่ากับ 10.47

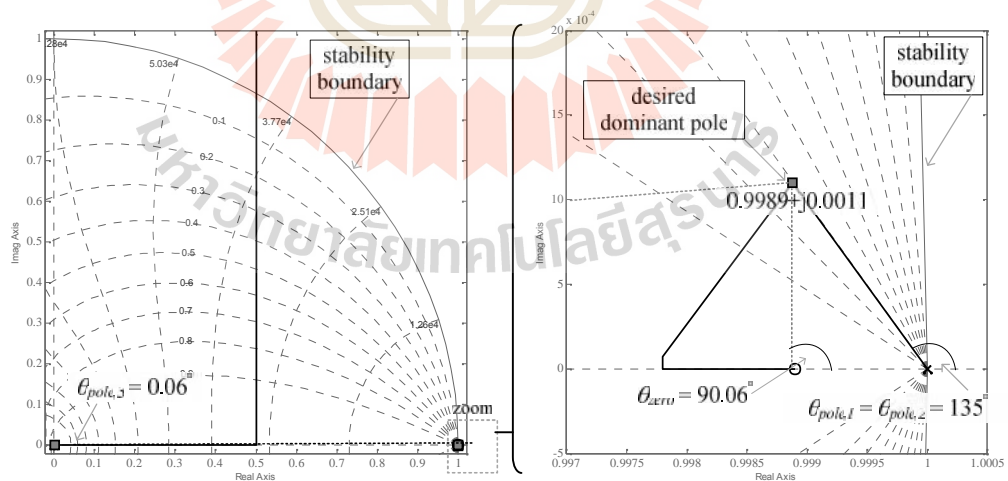


$$G_{c,sum}(z) = 0.33 \left( \frac{z - 0.9989}{z - 1} \right) \quad (6.27)$$

$$G_{c,diff}(z) = 0.24 \left( \frac{z - 0.9989}{z - 1} \right) \quad (6.28)$$



รูปที่ 6.15 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมผลรวมแรงดันไฟฟ้าทรงบรรนาบซี



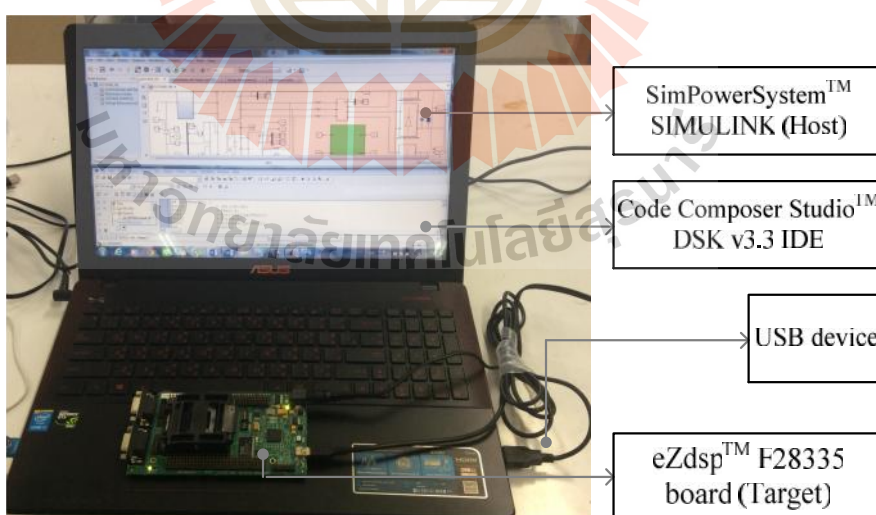
รูปที่ 6.16 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมผลต่างแรงดันไฟฟ้าทรงบรรนาบซี

## 6.4 การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมพีไอ

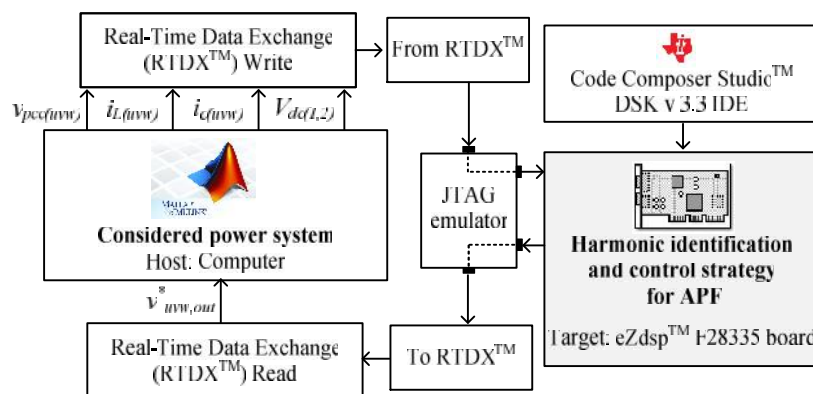
การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกในบทนี้ ได้อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (hardware in the loop) รายละเอียดการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคดังกล่าวจะนำเสนอในหัวข้อที่ 6.4.1 การกำจัดฮาร์โมนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมพีไอ ได้รับการทดสอบสมรรถนะกับระบบทดสอบสี่ระบบ ดังหัวข้อที่ 6.4.2 ถึง 6.4.5 ตามลำดับ

### 6.4.1 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูปและระบบที่พิจารณาทดสอบ

การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป มีข้อดีอยู่หลายประการ เช่น การตรวจสอบความถูกต้องของระบบควบคุมที่ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบบนบอร์ด DSP การคาดการณ์ผลกระทบที่เกิดขึ้นก่อนการทดสอบจริงในห้องปฏิบัติการ ทั้งนี้เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับฮาร์ดแวร์ เป็นต้น เครื่องมือที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคนี้ ประกอบด้วย โปรแกรม Simulink ร่วมกับชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังของ MATLAB โปรแกรม Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCstudio v3.3) และบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335 การเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูปแสดงได้ ดังรูปที่ 6.17 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป มีขั้นตอนการดำเนินการตามแผนภาพไคอะแกรม ดังรูปที่ 6.18



รูปที่ 6.17 การเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับบอร์ด eZdsp™ F28335



รูปที่ 6.18 แผนภาพไดอะแกรมการทำงานของการทำงานจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป

จากรูปที่ 6.18 สังเกตได้ว่า คอมพิวเตอร์หลัก (host) และบอร์ด eZdsp™ F28335 เชื่อมต่อกันด้วย JTAG (joint test action group) ผ่านทางพอร์ต USB การรับส่งข้อมูลระหว่างกันมีลักษณะแบบ RTDX (real-time data exchange) กระบวนการทำงานเริ่มต้นจากรับค่าแรงดันสามเฟสที่จุด PCC ( $v_{pcc,u}, v_{pcc,v}, v_{pcc,w}$ ) ค่ากระแสโหลดสามเฟส ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}$ ) ค่ากระแสชดเชยสามเฟส ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) และค่าแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) ซึ่งค่าดังกล่าวตรวจวัดได้จากระบบที่พิจารณาในโปรแกรม Simulink จากนั้นค่าดังกล่าวจะถูกส่งไปยังบล็อก Write real-time data exchange (RTDX™ Write) บล็อกดังกล่าวทำหน้าที่ เขียนข้อมูลที่ได้รับจากโปรแกรม Simulink และส่งต่อไปยังบล็อก From real-time data exchange (From RTDX™) บล็อก From RTDX™ ทำหน้าที่ รับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink มาสู่การประมวลผลในบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านทางพอร์ต USB ขั้นตอนถัดไป คือ การนำค่า  $v_{pcc(uvw)}, i_{L(uvw)}, i_{c(uvw)}$  และ  $V_{dc(1,2)}$  จากโปรแกรม Simulink เข้าสู่ระบบควบคุม เพื่อประมวลผลบนบอร์ด eZdsp™ F28335 ระบบควบคุมดังกล่าวถูกเขียนด้วยชุดคำสั่งภาษาซีบนโปรแกรม CCstudio v3.3 แผนภาพการโปรแกรมของระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ ดังรูปที่ 6.19 การโปรแกรมจากรูปดังกล่าวมีลำดับการคำนวณ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ประกาศไลบรารีสำหรับเรียกใช้งานบอร์ด eZdsp™ F28335 เช่น target.h และ RTDX.h เป็นต้น และประกาศเปิดฟังก์ชันที่เกี่ยวข้อง รวมถึงค่าเริ่มต้นต่าง ๆ สำหรับระบบควบคุม เช่น ฟังก์ชัน APF เป็นต้น

ขั้นตอนที่ 2 ประกาศตัวแปร และกำหนดค่าเริ่มต้นต่าง ๆ ของระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ขั้นตอนที่ 3 รับค่า  $v_{pcc(uvw)}, i_{L(uvw)}, i_{c(uvw)}$  และ  $V_{dc(1,2)}$  จากระบบไฟฟ้ากำลังบนโปรแกรม Simulink

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่า  $i_{pcc}$  และ  $|V|$  ของแรงดันที่จุด PCC ด้วยอัลกอริทึม PSVD

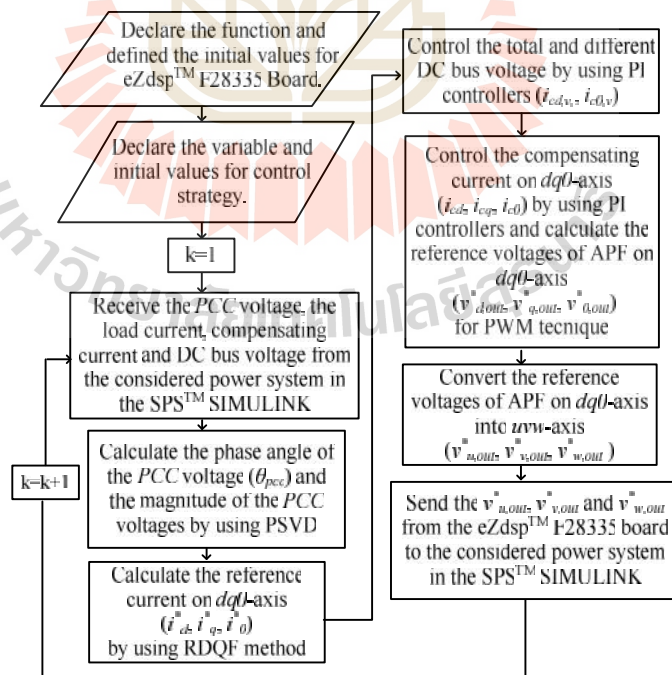
ขั้นตอนที่ 5 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีควิศูนย์ ( $i_d^*, i_q^*, i_0^*$ ) โดยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอ สำหรับใช้ควบคุมผลรวมและผลต่างแรงดันบัสไฟฟตรง ( $i_{cd,v}, i_{c0,v}$ ) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อ้างอิงบนแกนดีควิศูนย์ ( $v_{d,out}^*, v_{q,out}^*, v_{0,out}^*$ ) ตามโครงสร้างการควบคุมในรูปที่ 5.15 ของบทที่ 5 ด้วยตัวควบคุมพีไอ

ขั้นตอนที่ 8 แปลงค่า  $v_{d,out}^*, v_{q,out}^*$  และ  $v_{0,out}^*$  ให้อยู่บนแกนสามเฟส ( $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*, v_{w,out}^*$ ) ด้วยฟังก์ชันการแปลงของปาร์กผกผัน

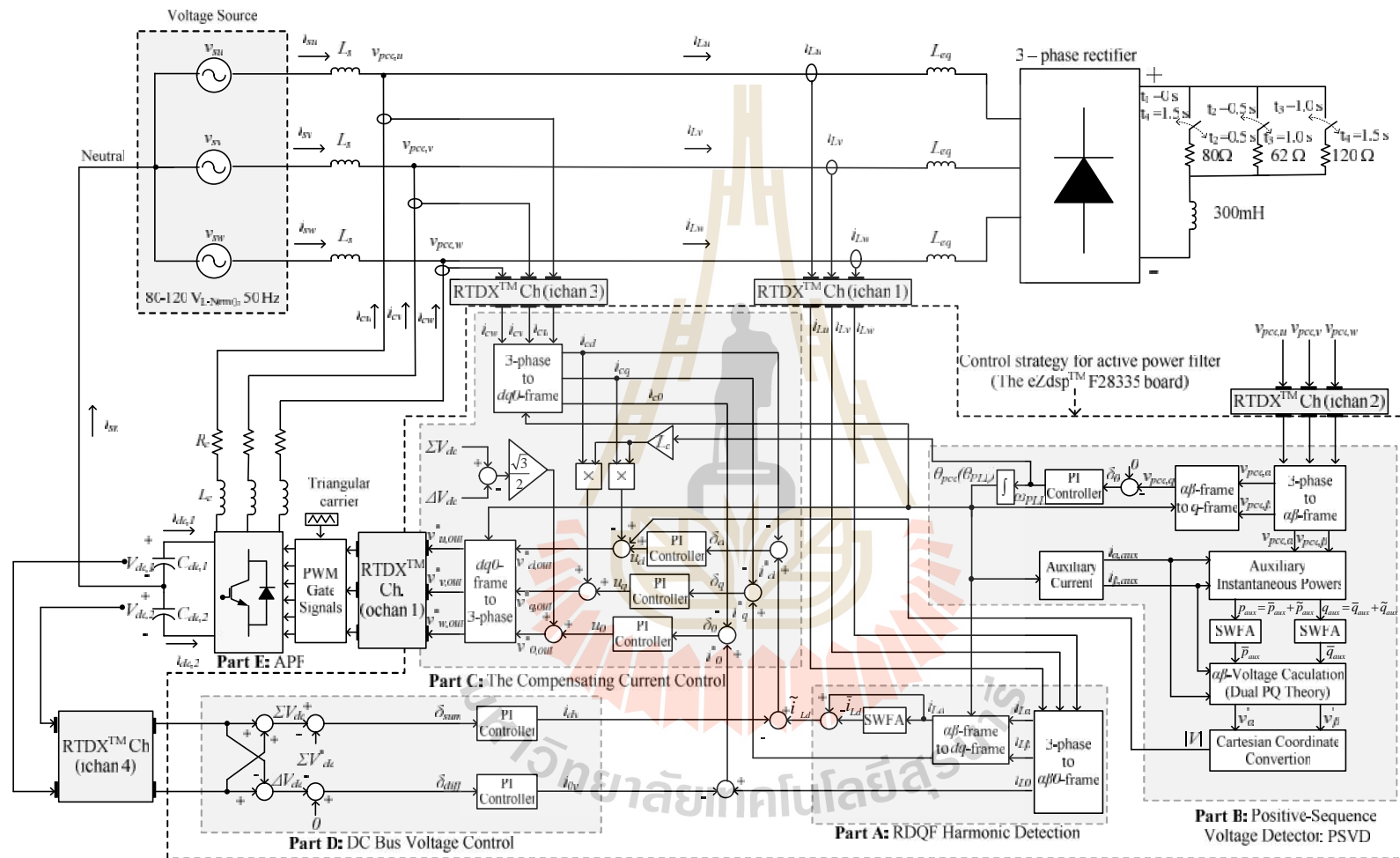
ค่า  $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ที่คำนวณได้จะถูกส่งไปยังโปรแกรม Simulink โดยอาศัยการทำงานของบล็อก To real-time data exchange (To RTDX™) หลังจากนั้นบล็อก Read real-time data exchange (RTDX™ Read) จะทำหน้าที่อ่านค่า  $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  เพื่อใช้เป็นค่าอ้างอิงให้กับกระบวนการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟต่อไป รายละเอียดการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ในบทที่ 6 จากงานวิจัยวิทยานิพนธ์ (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2557)



รูปที่ 6.19 การโปรแกรมของระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

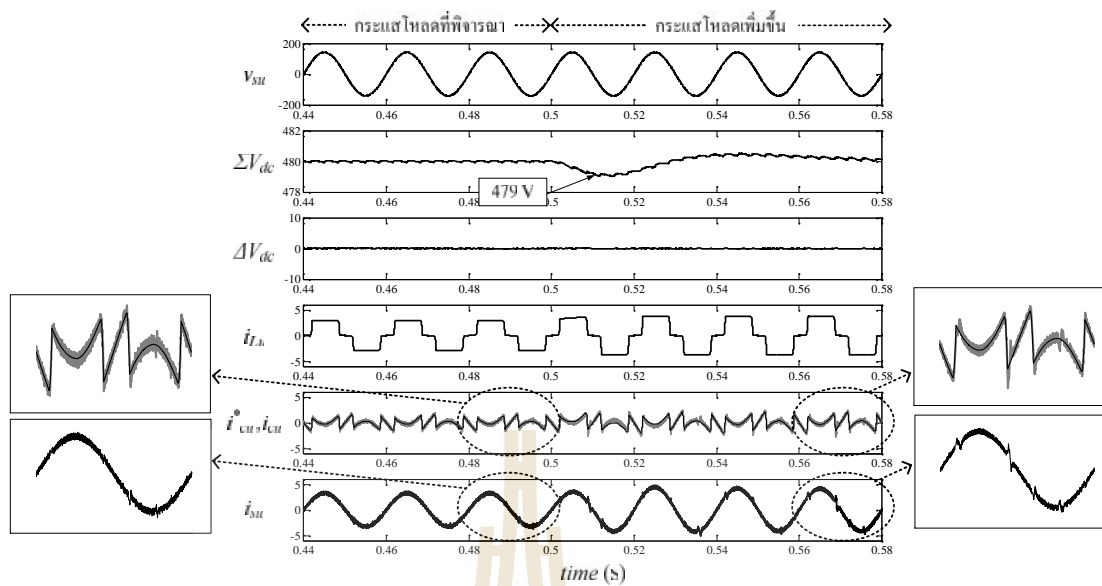
#### 6.4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 1

ระบบทดสอบที่หนึ่ง คือ ระบบที่มีแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติ ตามสมการที่ (4.18) แหล่งจ่ายดังกล่าวต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล ซึ่งเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ โหลดที่ทำการทดสอบแบ่งออกเป็นสามช่วง ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 0.1 ถึง 0.5 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา ( $R_L = 80$  ,  $L_L = 300$  mH) ช่วงที่สองตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1.0 วินาที คือ ช่วงที่มีการเพิ่มกระแสโหลด ( $R_L = 62$  ,  $L_L = 300$  mH) และช่วงสุดท้ายตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 2.0 วินาที คือ ช่วงที่มีการลดกระแสโหลด ( $R_L = 120$  ,  $L_L = 300$  mH) การกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีตัวควบคุมพีไอ สำหรับระบบทดสอบที่หนึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 6.20 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถแบ่งได้สี่ส่วนสำคัญ ส่วนเอ คือ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF ส่วนบี คือ อัลกอริทึม PSVD ส่วนซี คือ ระบบควบคุมกระแสชดเชย และส่วนดี คือ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกแสดงได้ ดังรูปที่ 6.21 และ 6.22 โดยรูปดังกล่าวได้ยกตัวอย่างกรณีเฟส  $u$  รูปที่ 6.21 และ 6.22 คือ ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย กรณีเพิ่มกระแสโหลดขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีลดกระแสโหลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา ตามลำดับ ผลการทดสอบจากรูปทั้งสองกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา สังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชยรูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์เช่นเดียวกับรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$  โดยที่  $\%THD_{av}$  มีค่า เท่ากับ 28.26 ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ ศูนย์ เนื่องจากโหลดที่พิจารณาเป็นแบบสมมูล และค่า  $PF$  เท่ากับ 0.96 อย่างไรก็ตามภายหลังการชดเชย ตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุม  $i_{c(dq0)}$  ให้มีค่าใกล้เคียงกับ  $i_{(dq0)}^*$  ดังรูปที่ 6.23 ซึ่งจากรูปดังกล่าว พบว่า สัญญาณ  $i_{c(dq0)}$  มีลักษณะคล้ายตาม  $i_{(dq0)}^*$  การควบคุม  $i_{c(dq0)}$  ทำให้  $i_{cu}$  ที่ถูกฉีดเข้าสู่จุด PCC โดยวงจรกรองกำลังแอกทีฟมีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_{cu}^*$  ดังนั้น สัญญาณ  $i_{su}$  ภายหลังการชดเชยจึงมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับก่อนการชดเชย โดยที่  $\%THD_{av}$  มีค่า เท่ากับ 3.02 และ  $\%CUF$  มีค่าใกล้เคียงศูนย์เช่นเดิม ผลจากการฉีดกระแสชดเชยจะทำให้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่ ค่า  $PF$  เท่ากับ 0.99 ดังนั้นชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยค่า  $\%THD_{av}$ ,  $\%CUF$  และ  $PF$  ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชย ในสภาวะโหลดใด ๆ สำหรับระบบทดสอบที่หนึ่งแสดงได้ ดังตารางที่ 6.3

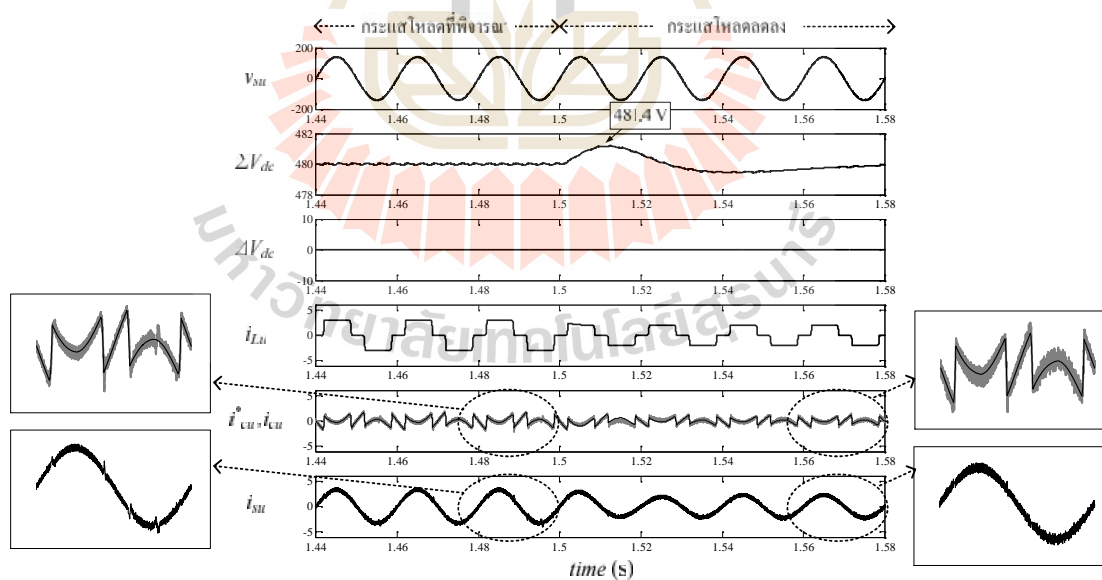


รูปที่ 6.20 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีโหลดสมดุล



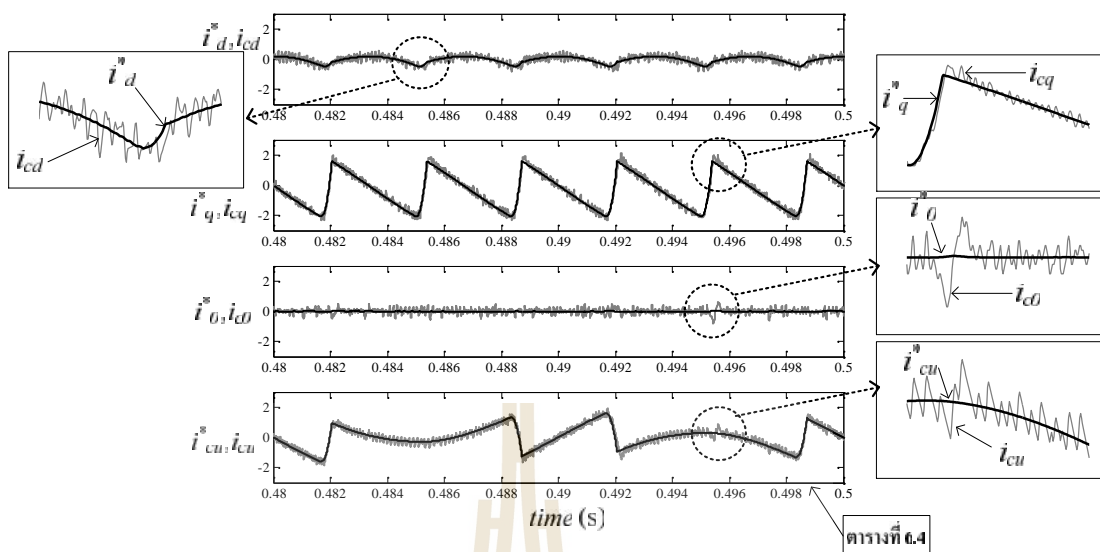


รูปที่ 6.21 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 1)



รูปที่ 6.22 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 1)





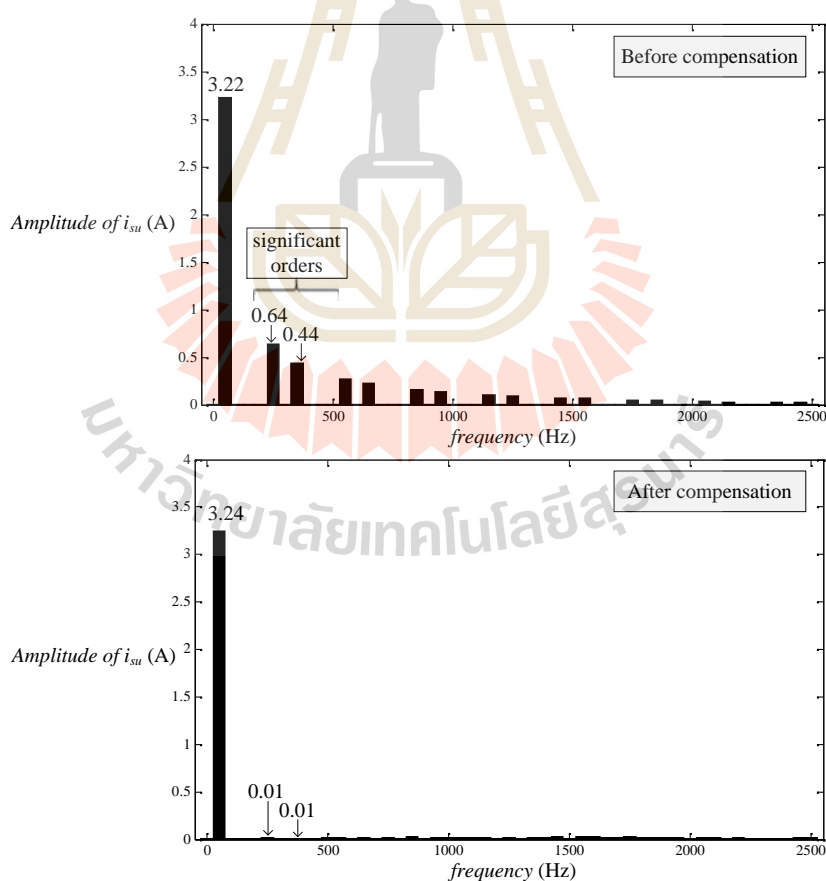
รูปที่ 6.23 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 1)

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายก่อน และภายหลังการชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 6.24 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณของ  $i_{su}$  ก่อนการชดเชยจะปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์มอนิกต่าง ๆ เช่น ฮาร์มอนิกอันดับ 5 (250 เฮิรตซ์) และ 7 (350 เฮิรตซ์) เป็นต้น ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย ปริมาณ  $i_{su}$  จะปรากฏที่ความถี่มูลฐานของระบบ เท่ากับ 3.24 นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้วยตัวควบคุมพีไอ สามารถควบคุมค่า  $\sum V_{dc}$  ให้ตรงตามค่า  $\sum V_{dc}^*$  ที่ได้ออกแบบไว้ และสามารถควบคุมความสมดุลระหว่างค่า  $V_{dc,1}$  และ  $V_{dc,2}$  ( $\Delta V_{dc}$ ) ได้ ถึงแม้ว่ากระแสโหลดจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาก็ตาม

ตารางที่ 6.3 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 1

สถานะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	%THD <sub>av</sub>	%CUF	PF	%THD <sub>av</sub>	%CUF	PF
กระแสโหลดที่พิจารณา	28.26	0.00	0.96	3.02	0.02	0.99
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	27.92	0.00	0.96	4.84	0.02	1.00
กระแสโหลดลดลง	28.73	0.00	0.96	2.91	0.02	0.99

การควบคุมให้ค่ากระแสชดเชยใกล้เคียงค่ากระแสอ้างอิงจะทำให้ได้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกดีที่สุด งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอสมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิงของกระแสชดเชย โดยพิจารณาได้จากค่าความคลาดเคลื่อนทางขนาด ( $\%err_{mag}$ ) และมุมเฟส ( $\%err_{phase}$ ) ระหว่าง  $i_{cu}^*$  และ  $i_{cu}$  ดังตารางที่ 6.4 ตารางดังกล่าวยกตัวอย่างการนำเสนอค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 (250 เฮิร์ตซ์) และ 7 (350 เฮิร์ตซ์) ทั้งนี้เนื่องจากฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 คือ ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบทดสอบที่พิจารณา ซึ่งมีผลต่อสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย ผลจากตารางที่ 6.4 ทำให้ทราบว่า ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอให้ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  สำหรับความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 เท่ากับ 2.67 และ 0.26 ตามลำดับ และค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  สำหรับความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 7 เท่ากับ 1.15 และ 1.01 ตามลำดับ ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนดังกล่าวจะถูกพิจารณาเพื่อปรับปรุงแก้ไขต่อไปในอนาคต



รูปที่ 6.24 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา สำหรับระบบทดสอบที่ 1

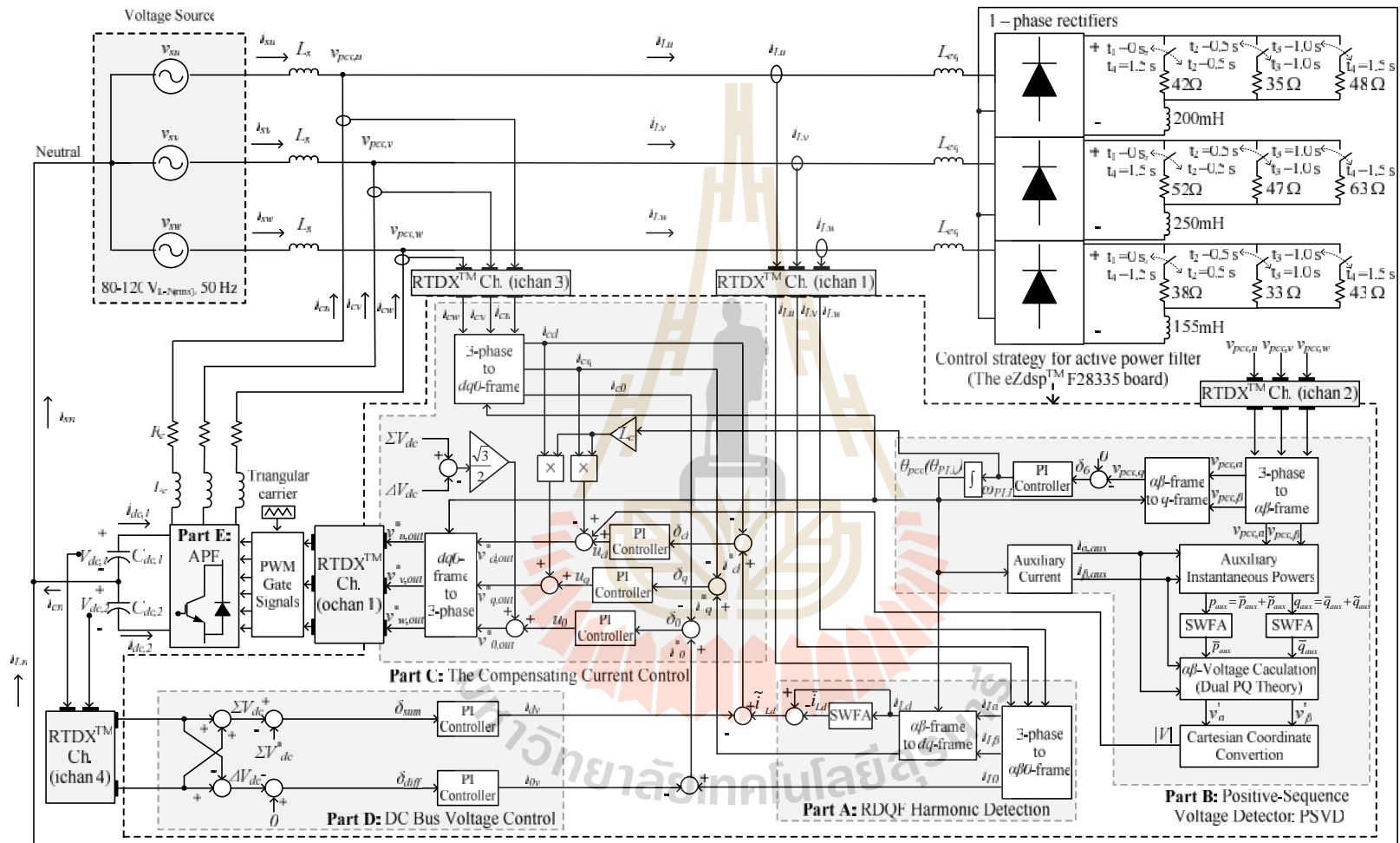
ตารางที่ 6.4 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 ด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 1

อันดับฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$	
	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด ( $\%err_{mag}$ )	มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )
5 (250 เฮิรตซ์)	0.6448	155.20°	0.6620	155.6°	2.67	0.26
7 (350 เฮิรตซ์)	0.4424	148.20°	0.4475	146.7°	1.15	1.01

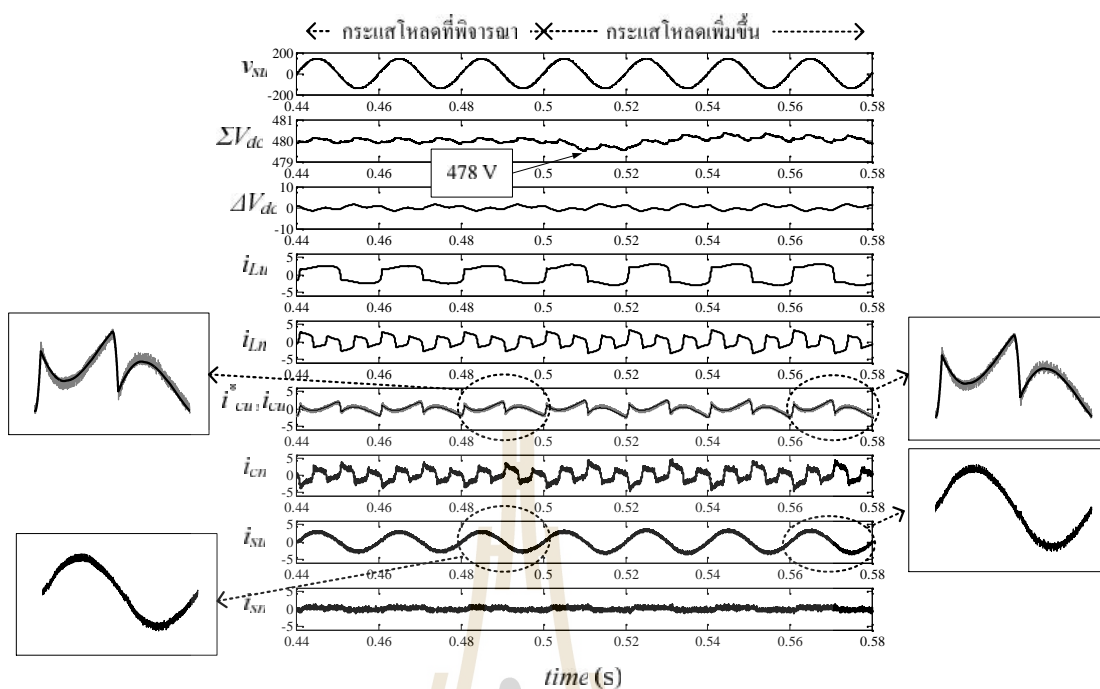
#### 6.4.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 2

ระบบทดสอบที่สอง คือ ระบบที่มีแรงดันที่แหล่งจ่ายอุดมคติเช่นเดียวกับระบบทดสอบที่หนึ่ง แหล่งจ่ายดังกล่าวถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล โหลดที่พิจารณา คือ วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสจำนวนสามชุด ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าแตกต่างกันทั้งสามเฟส ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีตัวควบคุมพีไอ สำหรับระบบทดสอบที่สองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.25

โหลดที่ใช้ทดสอบแบ่งออกเป็นสามช่วง ช่วงแรกตั้งแต่เวลา 0.1 ถึง 0.5 วินาที คือ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา ( $R_{Lu} = 42 \, \Omega$ ,  $L_{Lu} = 200 \, \text{mH}$ ,  $R_{Lv} = 52 \, \Omega$ ,  $L_{Lv} = 250 \, \text{mH}$ ,  $R_{Lw} = 38 \, \Omega$ ,  $L_{Lw} = 155 \, \text{mH}$ ) ช่วงที่สองตั้งแต่เวลา 0.5 ถึง 1.0 วินาที คือ ช่วงที่มีการเพิ่มกระแสโหลด ( $R_{Lu} = 35 \, \Omega$ ,  $L_{Lu} = 200 \, \text{mH}$ ,  $R_{Lv} = 47 \, \Omega$ ,  $L_{Lv} = 250 \, \text{mH}$ ,  $R_{Lw} = 33 \, \Omega$ ,  $L_{Lw} = 155 \, \text{mH}$ ) และช่วงสุดท้ายตั้งแต่เวลา 1.5 ถึง 2.0 วินาที คือ ช่วงที่มีการลดกระแสโหลด ( $R_{Lu} = 48 \, \Omega$ ,  $L_{Lu} = 200 \, \text{mH}$ ,  $R_{Lv} = 63 \, \Omega$ ,  $L_{Lv} = 250 \, \text{mH}$ ,  $R_{Lw} = 43 \, \Omega$ ,  $L_{Lw} = 155 \, \text{mH}$ ) ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก กรณีเพิ่มกระแสโหลดขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีลดกระแสโหลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 6.26 และ 6.27 ตามลำดับ ผลการทดสอบก่อนการชดเชยกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา พบว่า สัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ตามรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$  โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 32.11 การต่อใช้งานโหลดไม่สมดุลส่งผลให้ปรากฏกระแสนิวทรัลที่แหล่งจ่าย ( $i_{sn}$ ) ก่อนการชดเชยที่เวลาดังแต่ 0 ถึง 0.1 วินาที รูปสัญญาณ  $i_{sn}$  จะมีลักษณะเช่นเดียวกับกระแสนิวทรัลที่โหลด ( $i_{Ln}$ ) ความไม่สมดุลของกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสพิจารณาได้จากค่า  $\%CUF$  ซึ่งก่อนการชดเชย  $\%CUF$  มีค่าเท่ากับ 9.33 และค่า  $PF$  เท่ากับ 0.83



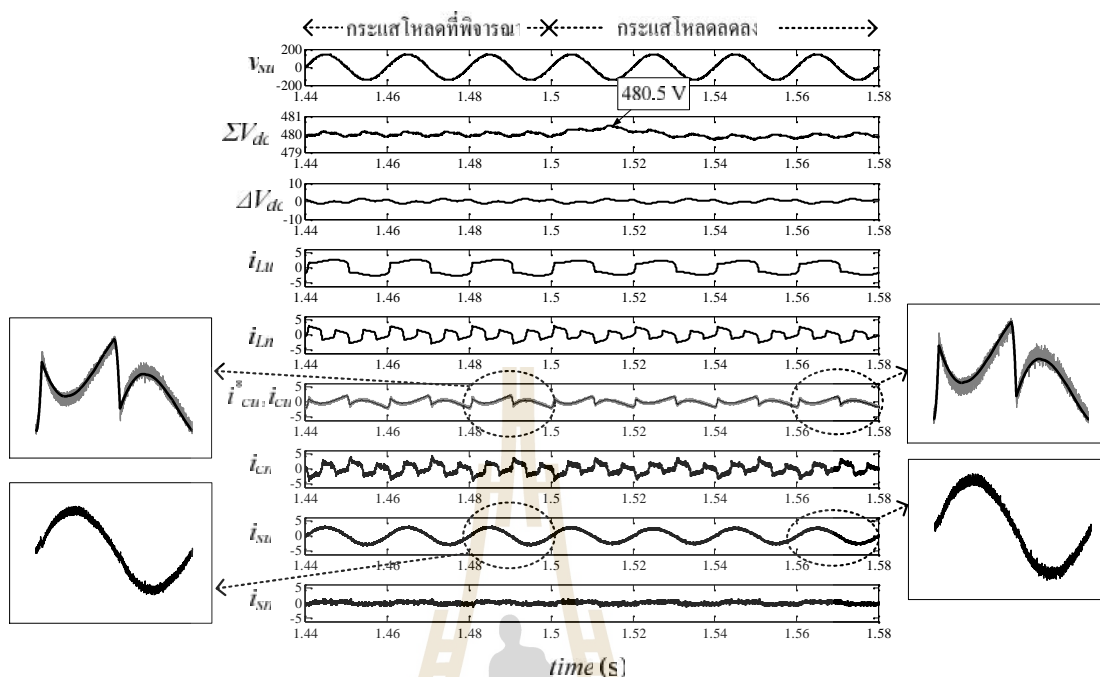
รูปที่ 6.25 ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีโหลดไม่สมดุล



รูปที่ 6.26 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 2)

ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}$ ) เข้าสู่ระบบ พบว่า สัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 3.37 ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชยนิวทรอล ( $i_{cn}$ ) เข้าสู่ระบบ ส่งผลให้สัญญาณ  $i_{sn}$  มีลักษณะใกล้เคียงศูนย์ จากผลดังกล่าว หมายความว่า กระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกลับมาอยู่ในสถานะสมดุล โดยมีค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 4.60 ผลจากการฉีดกระแสชดเชยทำให้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่ค่า  $PF$  ภายหลังการชดเชย เท่ากับ 0.99 ดังนั้นชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก โดยพิจารณาจากค่า  $\%THD_{av}$   $\%CUF$  และ  $PF$  ทั้งก่อนและภายหลังการชดเชย ในสถานะโหลดใด ๆ สำหรับระบบทดสอบที่สองแสดงได้ ดังตารางที่ 6.5 นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงมีสมรรถนะการควบคุมค่า  $\Sigma V_{dc}$  ให้ตรงตามค่า  $\Sigma V_{dc}^*$  และควบคุมค่า  $\Delta V_{dc}$  ให้ใกล้เคียงศูนย์ได้ ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 6.28 จากรูปที่ดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ก่อนการชดเชยจะปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ โดยเฉพาะอันดับที่ 3 (150 เฮิรตซ์) และ 5 (250 เฮิรตซ์) ซึ่งฮาร์มอนิกอันดับดังกล่าว คือ ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญสำหรับระบบที่พิจารณา อย่างไรก็ตาม เมื่อวงจรรอกำลังแอกทิฟทำการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เท่ากับ 2.79 0.08 และ 0.03 ตามลำดับ



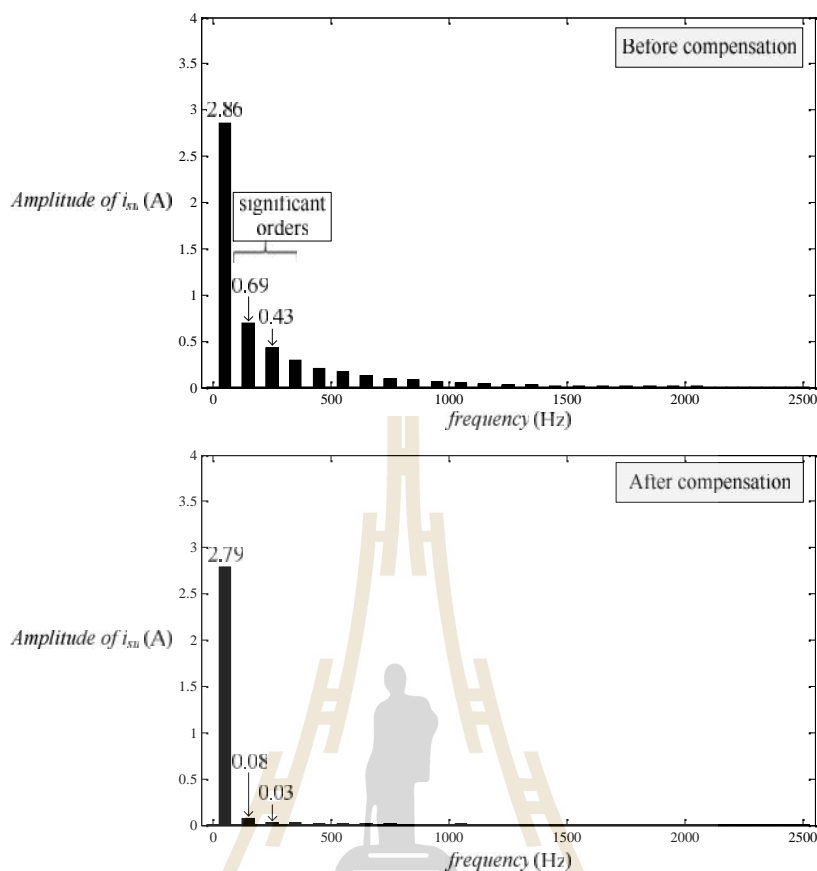
รูปที่ 6.27

การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 2)

ตารางที่ 6.5 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 2

สถานะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	%THD <sub>av</sub>	%CUF	PF	%THD <sub>av</sub>	%CUF	PF
กระแสโหลดที่พิจารณา	32.11	9.33	0.83	3.37	4.60	0.99
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	32.95	10.62	0.82	2.93	4.45	0.99
กระแสโหลดลดลง	30.94	11.11	0.83	3.58	5.75	0.98

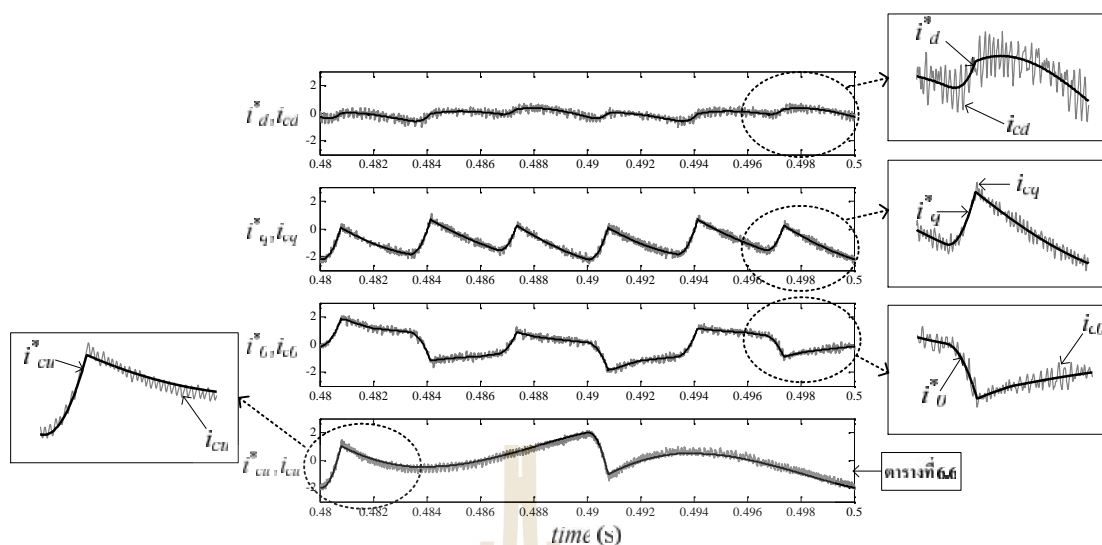
สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 6.29 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้  
ว่า ตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมให้รูปสัญญาณกระแสชดเชย ( $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$ ) คล้ายตามรูปสัญญาณ  
กระแสอ้างอิง ( $i_d^*, i_q^*, i_0^*$ ) บนแกนดีคิวศูนย์ได้ ด้วยเหตุนี้ จึงส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{cu}$  คล้ายตามรูป  
สัญญาณ  $i_{cu}^*$



รูปที่ 6.28 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา สำหรับระบบทดสอบที่ 2

ผลการวัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{cu}^*$  ของ  $i_{cu}$  พิจารณาได้ ดังตารางที่ 6.6 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับ 3 เท่ากับ 4.58 และ 33.31 ตามลำดับ ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับ 5 เท่ากับ 2.41 และ 7.58 ตามลำดับ จากผลทดสอบดังกล่าว ทำให้ทราบว่า การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอยังคงมีค่าความคลาดเคลื่อน โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่า  $\%err_{phase}$  ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับ 3 ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูง ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นนำไปสู่สมรรถนะการกำจัดฮาร์โมนิกที่ไม่ดี





รูปที่ 6.29 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 2)

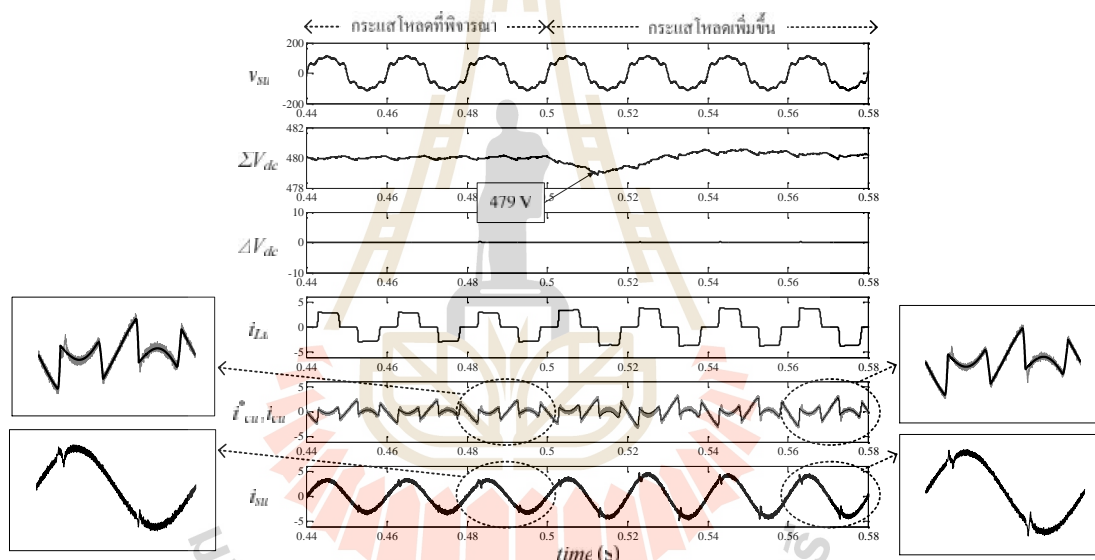
ตารางที่ 6.6 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 2

อันดับฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน	
	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด	มุมเฟส	$\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$	
	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด ( $\%err_{mag}$ )	มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )
3 (150 เฮิรตซ์)	0.6922	-17.38°	0.6605	-11.59°	4.58	33.31
5 (250 เฮิรตซ์)	0.4274	-41.18°	0.4171	-38.06°	2.41	7.58

#### 6.4.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 3

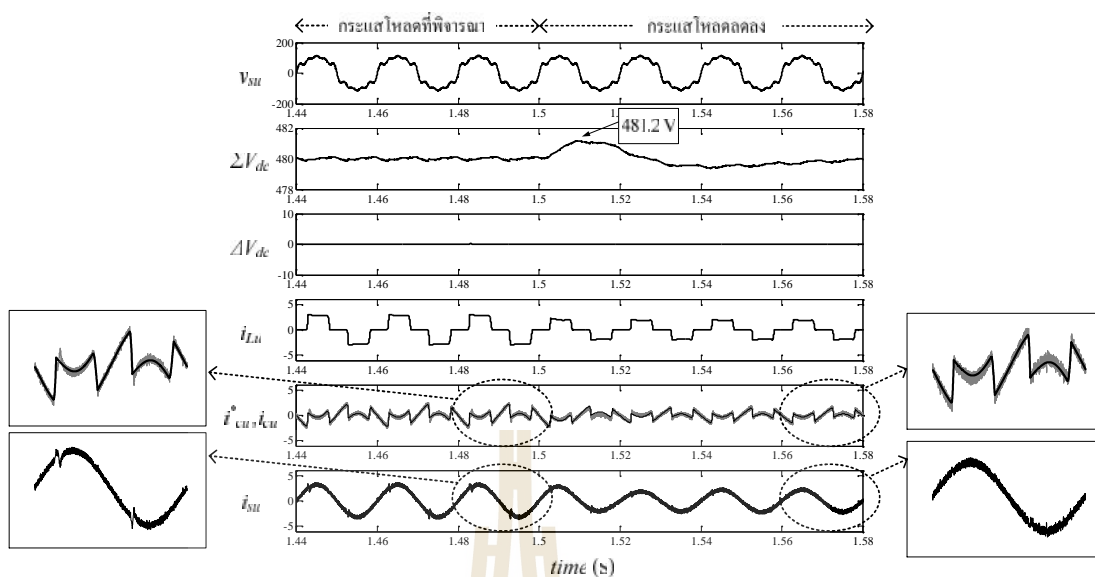
ระบบทดสอบที่สามสามารถแสดงได้ ตามรูปที่ 6.20 ระบบทดสอบนี้มีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ซึ่งอธิบายได้ตามสมการที่ (4.21) ระบบดังกล่าวพิจารณาใช้งานโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล และแบ่งการทดสอบออกเป็นสามช่วง เช่นเดียวกับระบบทดสอบที่หนึ่ง ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก กรณีเพิ่มกระแสโหลดขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีลดกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 6.30 และ 6.31 ตามลำดับ

จากรูปที่ 6.30 และ 6.31 สังเกตได้ว่า แรงดันที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟส ( $v_{s(uvw)}$ ) มีลักษณะผิดเพี้ยนจากรูปไซน์และไม่สมดุล กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา พบว่า สัญญาณ  $i_{su}$  ก่อนการฉีดกระแสชดเชยจะมีลักษณะเช่นเดียวกับสัญญาณ  $i_{Lu}$  โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 31.37 นอกจากนี้ ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ ศูนย์ และค่า  $PF$  เท่ากับ 0.94 ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย ปรากฏว่า สัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 5.65 ค่า  $\%CUF$  มีค่าใกล้เคียงศูนย์ และวงจรรอกำลังแอคทีฟสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่ ค่า  $PF$  เท่ากับ 0.99 ระบบควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงมีสมรรถนะการควบคุมค่า  $\sum V_{dc}$  ให้ตรงตามค่า  $\sum V_{dc}^*$  และควบคุมค่า  $\Delta V_{dc}$  ให้ใกล้เคียงศูนย์ได้ ตลอดจนของการทดสอบ ดัชนีชี้วัดผลการกำจัดฮาร์มอนิกกับระบบทดสอบที่สามทั้งในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา เพิ่มขึ้น และลดลง แสดงได้ ดังตารางที่ 6.7



รูปที่ 6.30 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 3)

สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายสำหรับกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 6.32 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ก่อนการชดเชยปรากฏที่ความถี่มูลฐาน โดยมีค่าเท่ากับ 2.66 แอมแปร์ และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ โดยมีฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 5 เป็นฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญกับระบบที่พิจารณา ภายหลังการชดเชย จะเห็นได้ว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏเฉพาะที่ความถี่มูลฐานของระบบ โดยมีค่าเท่ากับ 3.16 แอมแปร์

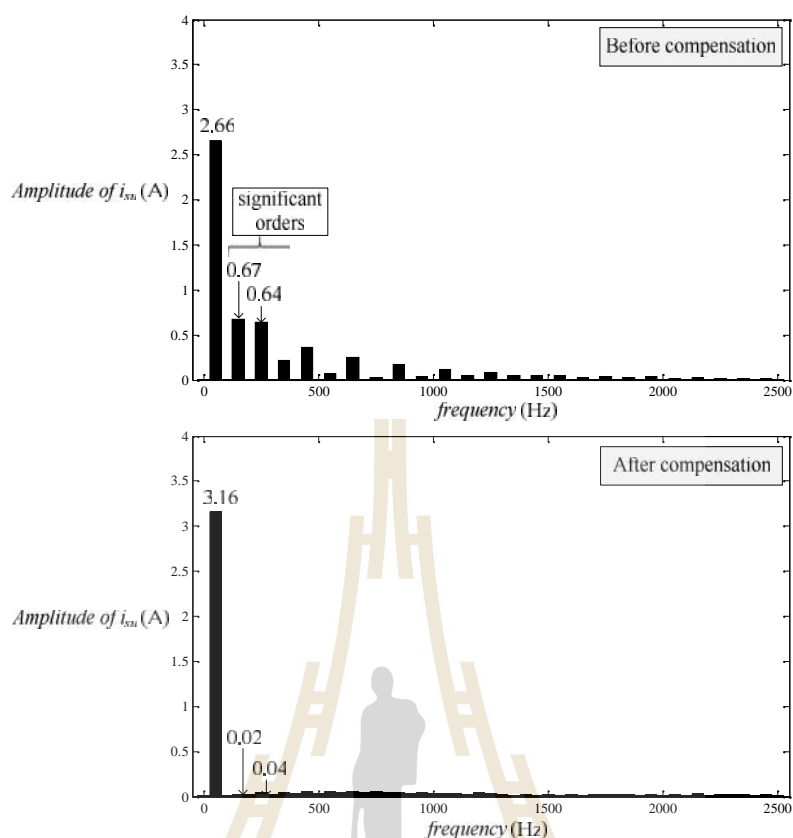


รูปที่ 6.31 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 3)

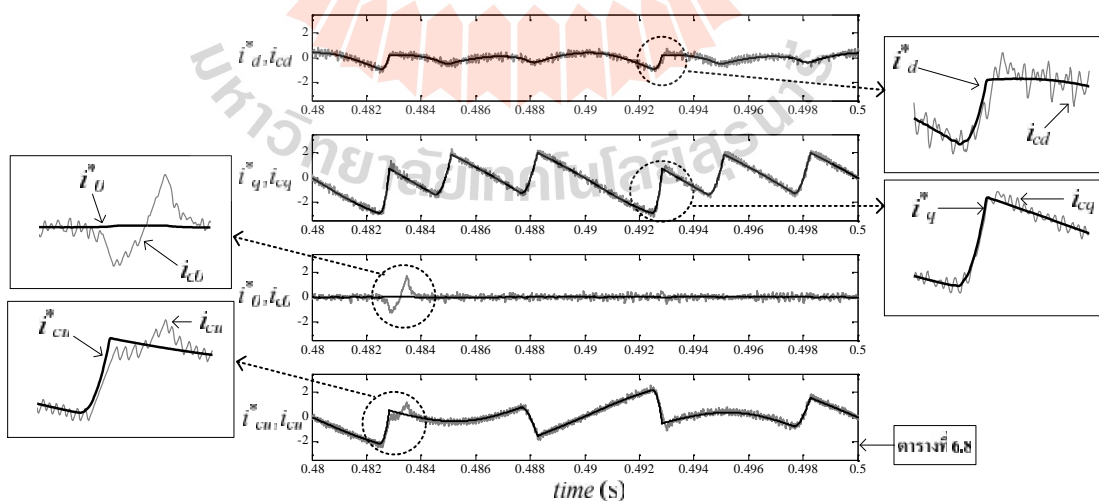
ตารางที่ 6.7 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 3

สภาวะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	%THD <sub>av</sub>	%CUF	PF	%THD <sub>av</sub>	%CUF	PF
กระแสโหลดที่พิจารณา	31.37	0.00	0.94	5.65	0.04	0.99
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	30.65	0.00	0.94	4.67	0.04	0.99
กระแสโหลดลดลง	32.17	0.00	0.94	3.01	0.05	0.99

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์แสดงได้ ดังรูปที่ 6.33 จากรูปดังกล่าว แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมสัญญาณ  $i_{cd}$   $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ให้คล้อยตามสัญญาณ  $i_d^*$   $i_q^*$  และ  $i_0^*$  ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF ซึ่งส่งผลให้สามารถควบคุมกระแสชดเชยบนแกนสามเฟสได้ จากรูปยังสังเกตได้ว่า สัญญาณ  $i_{cu}$  มีลักษณะแกว่งไกวในบางช่วงที่มีความชันของสัญญาณ  $i_{cu}^*$  ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{cu}^*$  ของ  $i_{cu}$  พิจารณาได้ดังตารางที่ 6.8 ตารางดังกล่าวเป็นการยกตัวอย่างดัชนีชี้วัดสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ผลปรากฏว่า ค่า %err<sub>mag</sub> ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เท่ากับ 2.13 และ 2.52 ตามลำดับ ค่า %err<sub>phase</sub> ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เท่ากับ 0.37 และ 1.11 ตามลำดับ



รูปที่ 6.32 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา สำหรับระบบทดสอบที่ 3



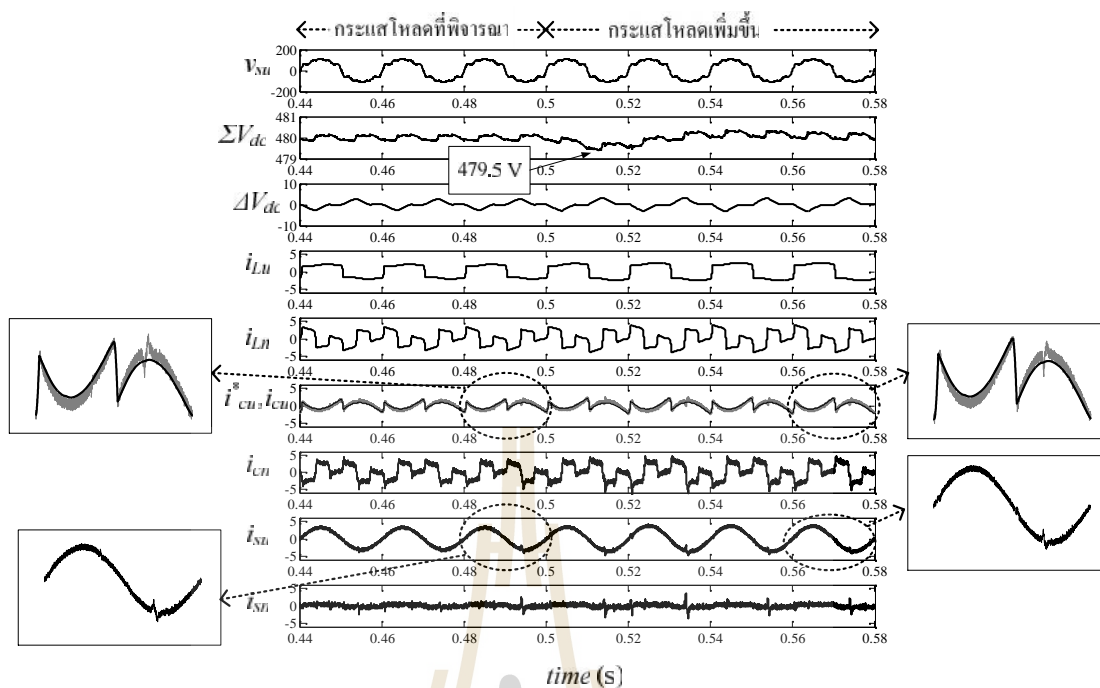
รูปที่ 6.33 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 3)

ตารางที่ 6.8 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 3

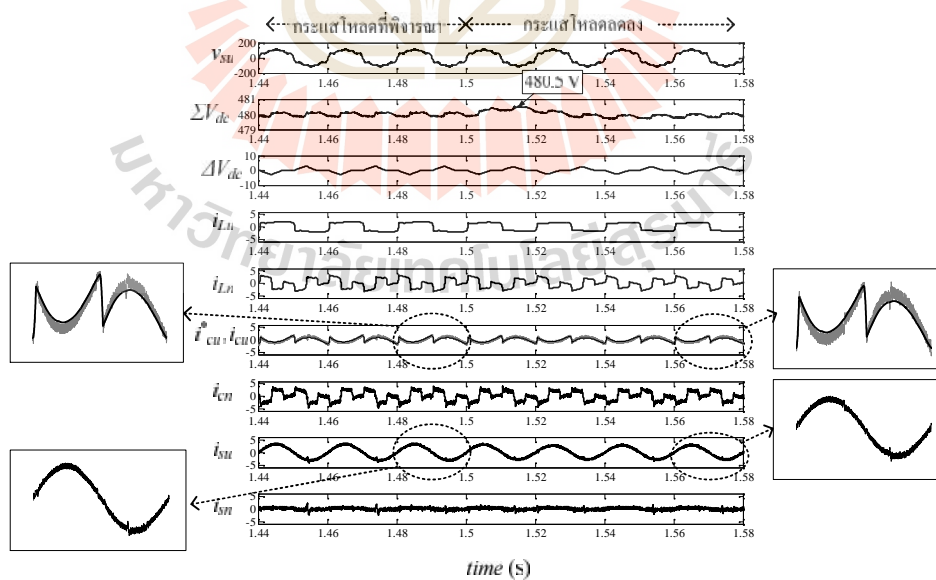
อันดับฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$	
	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด ( $\%err_{mag}$ )	มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )
3 (150 เฮิรตซ์)	0.6539	164.3°	0.6678	163.7°	2.13	0.37
5 (250 เฮิรตซ์)	0.6480	143.6°	0.6643	142.0°	2.52	1.11

#### 6.4.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมพีไอ กับระบบทดสอบที่ 4

ระบบทดสอบที่สี่ คือ การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกกับระบบที่ไม่  
อุดมคติทั้งแรงดันที่แหล่งจ่ายและโหลดที่พิจารณา แรงดันที่แหล่งจ่ายอธิบายได้ ตามสมการที่  
(4.21) โหลดที่พิจารณามีลักษณะไม่สมดุล เช่นเดียวกับระบบทดสอบที่สอง ระบบการกำจัด  
ฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่สี่แสดงได้ ดังรูปที่ 6.25 การทดสอบถูกแบ่งออกเป็นสามช่วง  
เช่นเดียวกับระบบทดสอบที่นำเสนอในข้างต้น ซึ่งประกอบด้วย กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา  
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น และกระแสโหลดลดลง ผลการทดสอบกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแส  
โหลดที่พิจารณา และกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 6.34  
และ 6.35 ตามลำดับจากรูปดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณ  $v_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนจากรูปไซน์ ผลจาก  
การต่อแหล่งจ่ายเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนจากรูปไซน์  
เช่นเดียวกับรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$  โดยที่  $\%THD_{av}$  มีค่าเท่ากับ 37.22 โหลดดังกล่าวมีการต่อใช้งานแบบ  
ไม่สมดุลส่งผลให้กระแสที่แหล่งจ่ายไม่สมดุล โดยมีค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 17.48 รวมถึงค่า  $PF$   
ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.82 ภายหลังการฉีด  $i_{cu}$  เข้าสู่ระบบ พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  กลับมามี  
ลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 5.36 ผลจากการฉีด  $i_{cn}$  เข้าสู่ระบบ ทำ  
ให้กระแสที่แหล่งจ่ายกลับสู่สภาวะสมดุล ซึ่งสังเกตได้ว่าสัญญาณ  $i_{sn}$  มีค่าใกล้เคียงศูนย์ โดยมีค่า  
 $\%CUF$  เท่ากับ 4.20 นอกจากนี้ผลการฉีดกระแสชดเชยทำให้ชดเชยค่าตัวประกอบกำลังได้ โดยที่  
ค่า  $PF$  เท่ากับ 0.98 ดังนั้นจึงวัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีกระแสโหลดใด ๆ แสดงได้  
ดังตารางที่ 6.9 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาสำหรับระบบทดสอบ  
ที่สี่แสดงได้ ดังรูปที่ 6.36



รูปที่ 6.34 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 4)

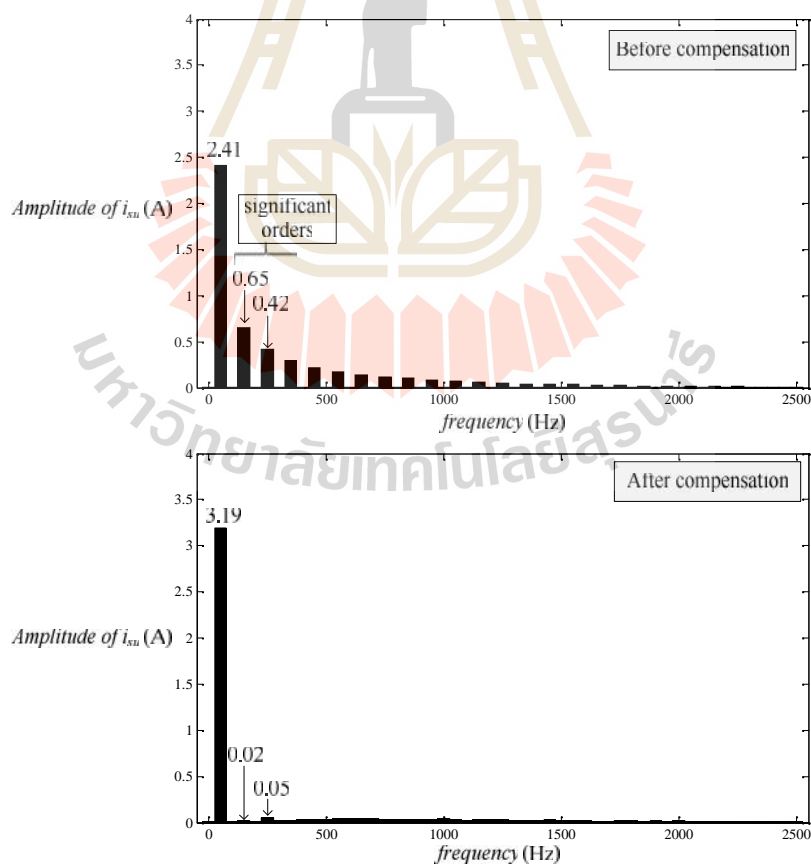


รูปที่ 6.35 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 4)

ตารางที่ 6.9 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่ 4

สถานะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$
กระแสโหลดที่พิจารณา	37.22	17.48	0.82	5.36	4.20	0.98
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	37.85	17.55	0.81	6.28	4.21	0.98
กระแสโหลดลดลง	36.32	19.09	0.82	4.44	5.10	0.98

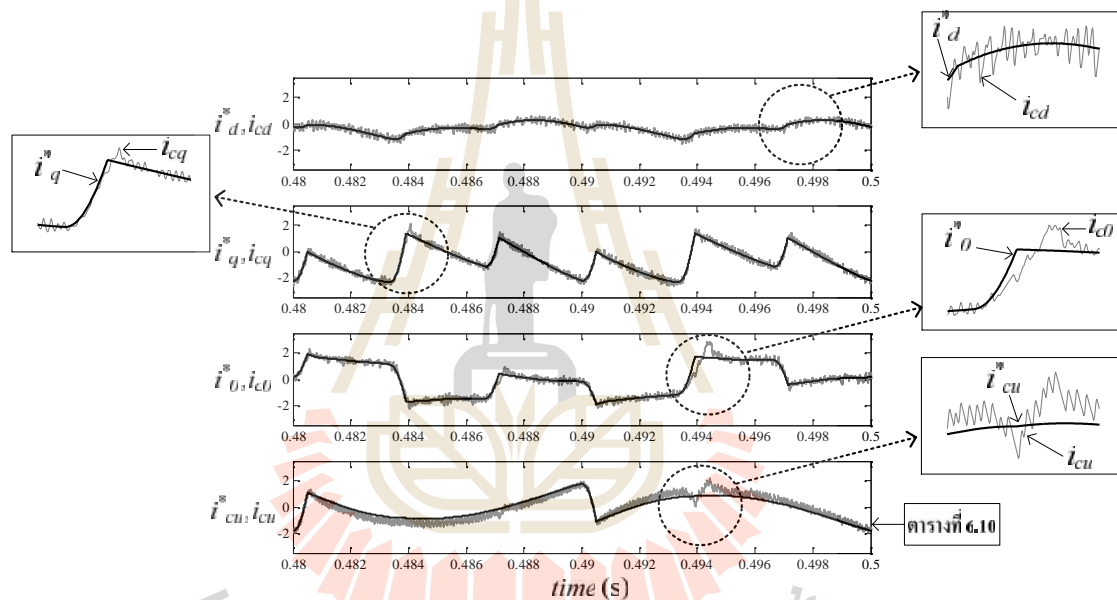
จากรูปที่ 6.36 สังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ก่อนการฉีดกระแสชดเชย ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน เท่ากับ 2.41 และปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ ยกตัวอย่างเช่น อันดับ 3 และ 5 เป็นต้น ภายหลังการชดเชย พบว่า ปริมาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกลับเข้าสู่ภาวะสมดุล ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏเฉพาะที่ความถี่มูลฐาน เท่ากับ 3.19



รูปที่ 6.36 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา สำหรับระบบทดสอบที่ 4



ผลการชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ตามตารางที่ 6.9 สังเกตได้ว่า ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยยังคงมีค่าสูง ทั้งนี้มีปัจจัยมาจากสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ดังรูปที่ 6.37 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า สัญญาณ  $i_{cd}$   $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  มีลักษณะรูปสัญญาณคล้ายตามสัญญาณ  $i_d^*$   $i_q^*$  และ  $i_0^*$  ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาในช่วงที่รูปสัญญาณมีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูงโดยเฉพาะรูปสัญญาณ  $i_q^*$  และ  $i_0^*$  พบว่า ตัวควบคุมพีไอไม่สามารถควบคุมค่า  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ให้ใกล้เคียงค่า  $i_q^*$  และ  $i_0^*$  ในช่วงดังกล่าวได้ สัญญาณ  $i_{cu}$  จึงไม่คล้ายตามสัญญาณ  $i_{cu}^*$  ในช่วงที่รูปสัญญาณมีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูง ฉะนั้นชี้วัดสมรรถนะการติดตามค่า  $i_{cu}^*$  ของ  $i_{cu}$  พิจารณาได้ ดังตารางที่ 6.10



รูปที่ 6.37 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (ระบบทดสอบที่ 4)

ตารางที่ 6.10 คือ การยกตัวอย่างกระแสชดเชยที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เนื่องจากฮาร์มอนิกอันดับดังกล่าวมีนัยสำคัญสำหรับระบบทดสอบที่สี่ ผลจากตารางที่ 6.10 สังเกตได้ว่า  $\%err_{mag}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 มีค่าเท่ากับ 5.26 และ 8.17 ตามลำดับ ค่า  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 มีค่าเท่ากับ 18.52 และ 9.30 ตามลำดับ ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  สำหรับระบบทดสอบนี้มีค่าสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่า  $\%err_{phase}$  ของกระแสฮาร์มอนิกอันดับ 3 ด้วย

เหตุนี้ ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบจึงมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ไม่ดีเมื่อพิจารณาในระบบทดสอบที่สี่ ส่งผลให้ค่า  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยมีค่าสูง

ตารางที่ 6.10 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมพีไอ กรณิเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 4

อันดับฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$	
	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด	มุมเฟส	ขนาด ( $\%err_{mag}$ )	มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )
3 (150 เฮิรตซ์)	0.6678	-12.15°	0.6327	-9.90°	5.26	18.52
5 (250 เฮิรตซ์)	0.4172	-24.53°	0.3831	-22.25°	8.17	9.30

## 6.5 สรุป

ตัวควบคุมพีไอถูกนำมาใช้กับระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยวิธีทางดิจิทัลโดยตรงเพื่อให้เหมาะสมกับงานทางด้านปฏิบัติ เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอได้ถูกนำเสนอในบทนี้ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อหาขอบเขตของค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอ และค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่ทำให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยยังคงมีเสถียรภาพ การทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ อาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกกับระบบทดสอบสี่ระบบได้ถูกนำเสนอในบทนี้ ผลปรากฏว่า ตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมกระแสชดเชยได้ โดยพิจารณาได้จากค่าความคลาดเคลื่อนทางขนาด ( $\%err_{mag}$ ) และมุมเฟส ( $\%err_{phase}$ ) ของฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในแต่ละระบบ ภายหลังการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ พบว่า ระบบควบคุมที่ได้ออกแบบมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าก่อนการชดเชย โดยพิจารณาจากดัชนีชี้วัดค่า  $\%THD_{av}$ ,  $\%CUF$  และ  $PF$  ตามลำดับ นอกจากนี้ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมค่าผลรวมและผลต่างแรงดันบัสไฟตรงให้ได้ตามค่าอ้างอิงที่ผู้วิจัยได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมพีไอไม่สามารถควบคุมกระแสชดเชยให้คล้อยตามกระแสอ้างอิงได้ตลอดรูปสัญญาณ โดยเฉพาะในช่วงรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่สูง ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ไม่ดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับระบบ

ทดสอบที่สามและสี่ ข้อบกพร่องของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ จะได้รับการพัฒนาในลำดับถัดไป



## บทที่ 7

### ระบบควบคุมกระแสชดเชยแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

#### 7.1 บทนำ

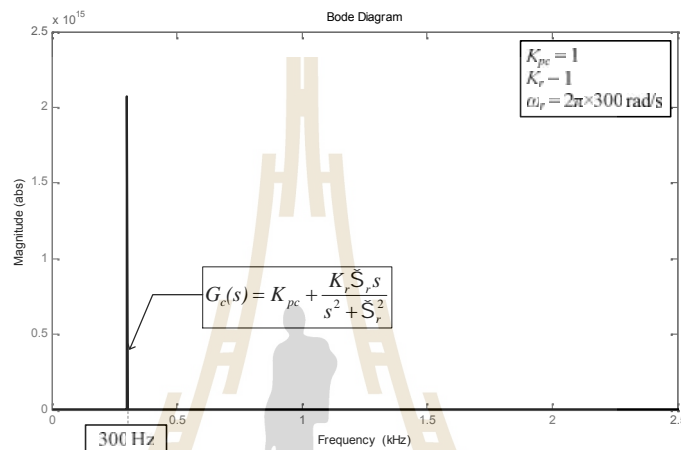
คุณลักษณะของตัวควบคุมในส่วนระบบควบคุมกระแสชดเชย มีผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (Sato et al., 1998) (Wanchak Lenwari, 2007) ซึ่งตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการพัฒนามาจากตัวควบคุมพีไอ จุดเด่นของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ คือ ความสามารถในการออกแบบจุดการทำงานของตัวควบคุม ให้ตรงตามความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบ ด้วยเหตุนี้ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ จึงให้สมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิงสำหรับกระแสชดเชยในสถานะคงตัวที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบ บทนี้ได้นำเสนอหลักการทํางาน และแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ นอกจากนี้ ยังได้นำเสนอขอบเขตความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจร รอกกำลังแอกทีฟได้รับการจำลองสถานการณ์กับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ ในรูป ทั้งนี้เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

#### 7.2 ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ มีพื้นฐานมาจากตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมดังกล่าวถูกจัดรูปสมการให้อยู่ในเทอมสัดส่วนและเทอมเรโซแนนท์ ดังสมการที่ (7.1) ขั้นตอนการจัดรูปสมการที่ (7.1) อาศัยหลักการแปลงในโดเมนความถี่ (Zmood et al., 2001) ซึ่งรายละเอียดการแปลงได้นำเสนอไว้ในภาคผนวก ก

$$G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_r \tilde{S}_r s}{s^2 + \tilde{S}_r^2} \quad (7.1)$$

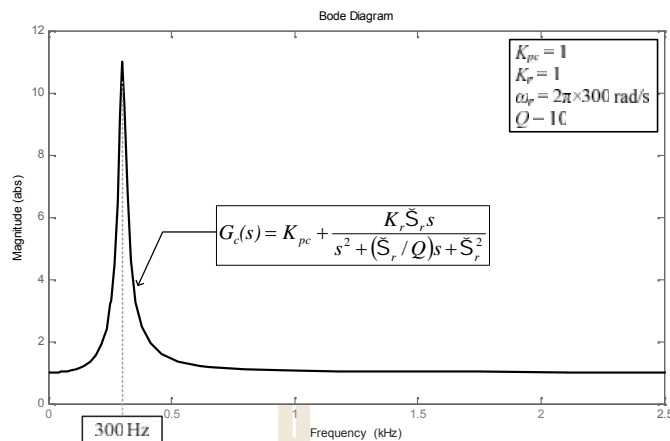
สมการที่ (7.1) คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าว ประกอบด้วย ค่าอัตราขยายสัดส่วน ( $K_{pc}$ ) ค่าอัตราขยายเรโซแนนท์ ( $K_r$ ) และค่าความถี่เรโซแนนท์ ( $\bar{S}_r$ ) ผลตอบสนองทางขนาดของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์แสดงได้ ดังรูปที่ 7.1 โดยกำหนดให้ ค่า  $K_{pc}$  และ  $K_r$  เท่ากับ 1 และค่า  $\bar{S}_r$  เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที



รูปที่ 7.1 ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน  $G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_r \bar{S}_r s}{s^2 + \bar{S}_r^2}$

จากรูปที่ 7.1 สังเกตได้ว่า ผลตอบสนองทางขนาดที่ความถี่เรโซแนนท์มีค่าสูง และผลตอบสนองที่เกิดขึ้นอยู่ในช่วงความถี่ที่แคบ ซึ่งไม่เหมาะสมกับการนำมาใช้งานในทางปฏิบัติ ด้วยเหตุนี้ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์จึงได้รับการปรับปรุงสมการใหม่ ดังสมการที่ (7.2) ผลตอบสนองทางขนาดของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ที่ได้รับการปรับตามสมการที่ (7.2) แสดงได้ ดังรูปที่ 7.2 ซึ่งผลปรากฏว่า ผลตอบสนองที่ความถี่เรโซแนนท์มีค่าขนาดที่เหมาะสม โดยอาศัยการกำหนดค่า  $K_r$  และค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor:  $Q$ ) รวมถึงค่า  $Q$  จะทำหน้าที่ กำหนดความกว้างของผลตอบสนองในช่วงความถี่เรโซแนนท์

$$G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_r \bar{S}_r s}{s^2 + (\bar{S}_r / Q)s + \bar{S}_r^2} \quad (7.2)$$



รูปที่ 7.2 ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน  $G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_r \bar{S}_r s}{s^2 + (\bar{S}_r / Q)s + \bar{S}_r^2}$

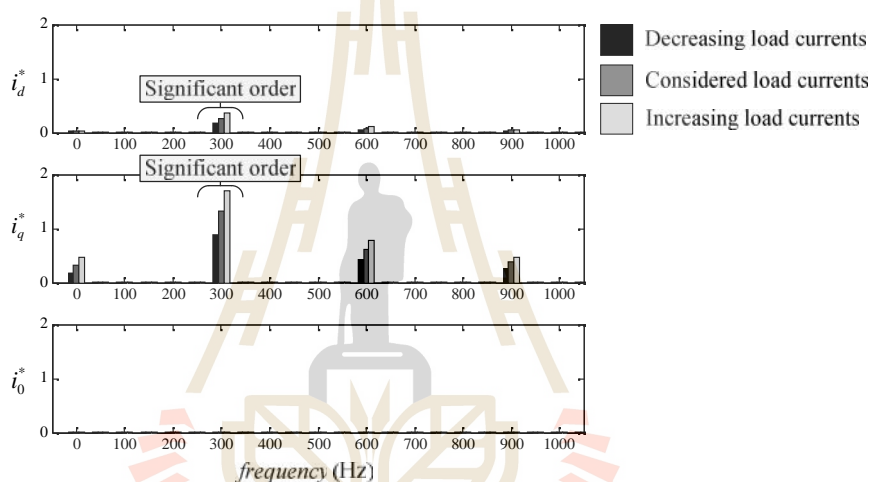
### 7.2.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$ ,  $K_r$ ,  $\bar{S}_r$  และ  $Q$  สำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ที่เหมาะสมมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย หัวข้อนี้จึงได้นำเสนอแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว รายละเอียดการออกแบบค่าพารามิเตอร์แบ่งออกเป็นสามส่วน ดังนี้

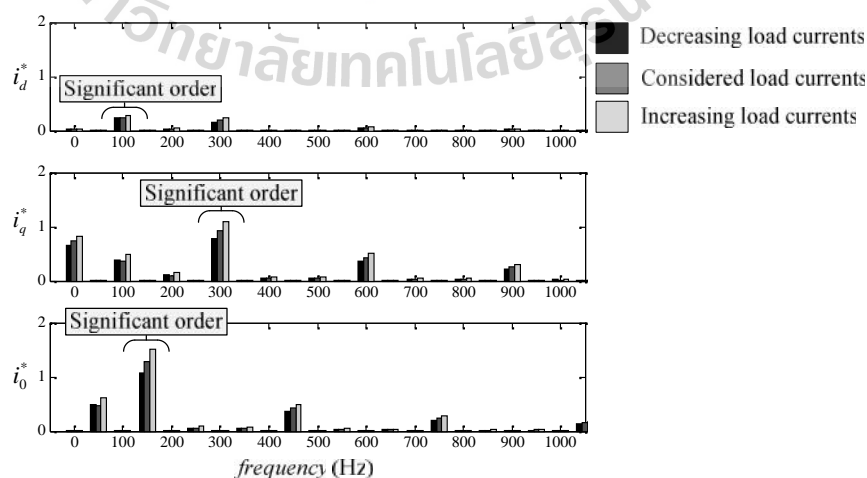
#### - ค่าความถี่เรโซแนนท์ ( $\bar{S}_r$ )

ค่า  $\bar{S}_r$  จะกำหนดตามอันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบ สเปกตรัมกระแสอ้างอิงบนแกนคิวิศูนย์สำหรับระบบทดสอบที่หนึ่งถึงสี่แสดงได้ ดังรูปที่ 7.3 ถึง 7.6 (อ้างอิงระบบทดสอบในหัวข้อที่ 6.4.2 ถึง 6.4.5) จากรูปดังกล่าว พบว่า ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญพิจารณาได้จากปริมาณกระแสอ้างอิงสูงสุดที่ความถี่ฮาร์มอนิกบนแกนคิวิศูนย์ ยกตัวอย่างจากระบบทดสอบที่หนึ่งตามรูปที่ 7.3 ปรากฏว่า กระแสอ้างอิงบนแกนคิวิมีปริมาณฮาร์มอนิกสูงสุดที่ความถี่ เท่ากับ 300 เฮิรตซ์ ดังนั้น ค่า  $\bar{S}_r$  ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์บนแกนคิวิจึงถูกกำหนดให้ เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที เป็นต้น โหลดที่พิจารณาในระบบทดสอบที่หนึ่งมีลักษณะสมดุล เพราะฉะนั้นจึงไม่ปรากฏสเปกตรัมบนแกนศูนย์ อย่างไรก็ตาม ค่า  $\bar{S}_r$  จะถูกกำหนดไว้ เท่ากับ  $2 \times 150$  เรเดียนต่อวินาที เพื่อรองรับสำหรับการใช้งานโหลดไม่สมดุล กรณีโหลดในระบบมีลักษณะไม่สมดุลสามารถพิจารณาได้จากระบบทดสอบที่สอง (อ้างอิงระบบทดสอบในหัวข้อที่ 6.4.3) ค่าสเปกตรัมกระแสอ้างอิงบนแกนคิวิศูนย์สำหรับระบบทดสอบที่สองแสดงได้ ดังรูปที่ 7.4

จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า อันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญบนแกนดีคิวศูนย์มีความแตกต่างกัน อันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญบนแกนดี คือ ฮาร์มอนิกอันดับ 2 (100 เฮิรตซ์) อันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญบนแกนคว คือ ฮาร์มอนิกอันดับ 6 (300 เฮิรตซ์) และอันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญบนแกนศูนย์ คือ ฮาร์มอนิกอันดับ 3 (150 เฮิรตซ์) ดังนั้น ค่า  $S_r$  ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์บนแกนดีคิวศูนย์จึงถูกกำหนดให้ เท่ากับ  $2 \times 100$ ,  $2 \times 300$  และ  $2 \times 150$  เรเดียนต่อวินาที ตามลำดับ นอกจากนี้ การกำหนดค่า  $S_r$  สำหรับระบบทดสอบที่สามและสี่พิจารณาได้เช่นเดียวกัน ซึ่งแสดงสเปกตรัมกระแสอ้างอิง ดังรูปที่ 7.5 และ 7.6 ตามลำดับ รายละเอียดของระบบทดสอบที่สามและสี่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 6.4.4 และ 6.4.5 ตามลำดับ

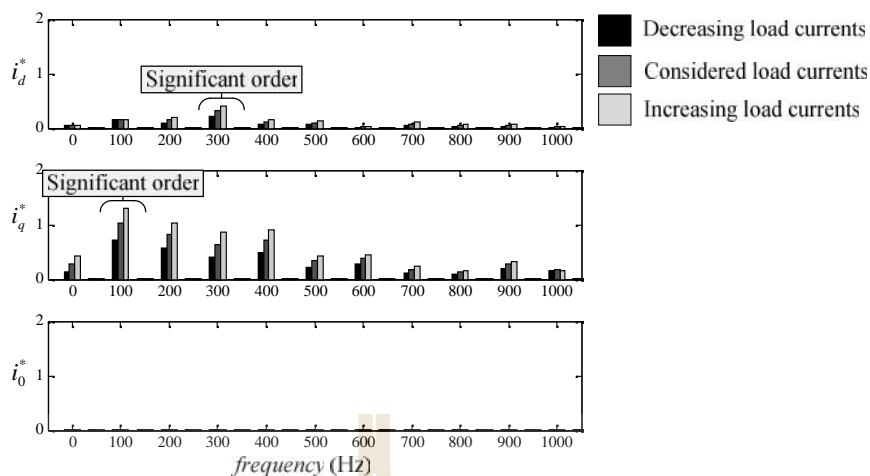


รูปที่ 7.3 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์กรณีโหลดสมดุล (ระบบทดสอบที่หนึ่ง)

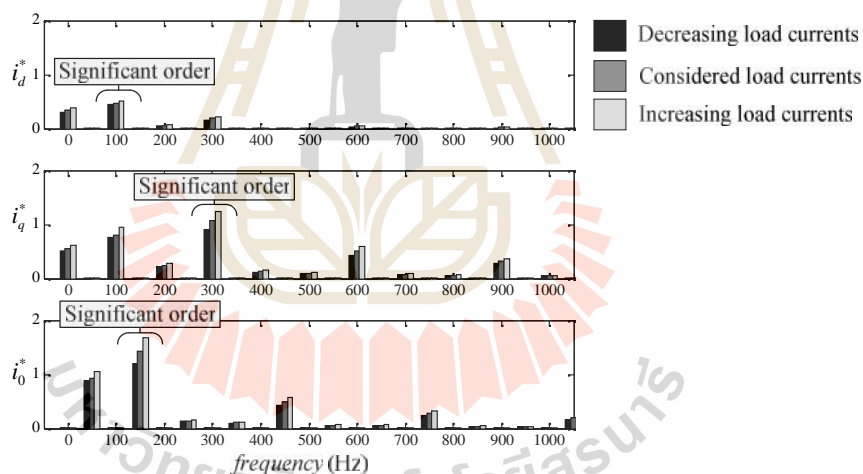


รูปที่ 7.4 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์กรณีโหลดไม่สมดุล (ระบบทดสอบที่สอง)





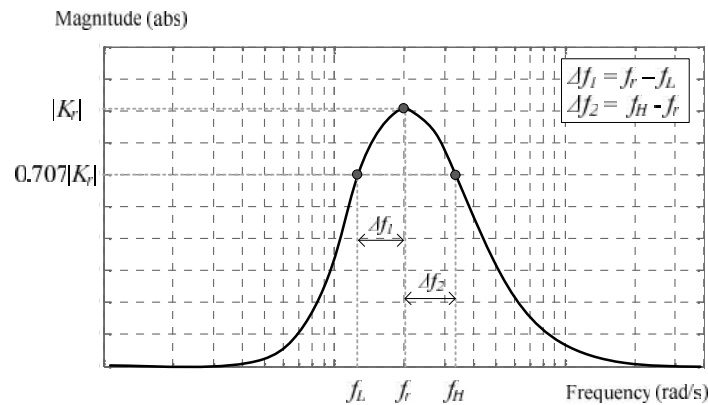
รูปที่ 7.5 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีควิศูนย์กรณีโหลดสมดุล  
แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ (ระบบทดสอบที่สาม)



รูปที่ 7.6 สเปกตรัมของกระแสอ้างอิงบนแกนดีควิศูนย์กรณีโหลดไม่สมดุล  
แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ (ระบบทดสอบที่สี่)

- ค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ )

ค่า  $Q$  ทำหน้าที่ ปรับช่วงความถี่ให้กับขนาดของผลตอบสนองที่ความถี่เรโซแนนท์ คุณสมบัติของค่า  $Q$  แสดงได้ ดังรูปที่ 7.7 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ผลตอบสนองที่ความถี่เรโซแนนท์ ( $f_r$ ) ถูกกระบออยู่ระหว่างช่วงความถี่ต่ำ ( $f_L$ ) และความถี่สูง ( $f_H$ ) ช่วงความถี่ดังกล่าวถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณค่า  $Q$  ซึ่งเขียนได้ ดังสมการที่ (7.3)



รูปที่ 7.7 คุณลักษณะของค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ )

$$Q = \frac{f_r}{f_H - f_L} \quad (7.3)$$

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบค่า  $Q$  ที่เหมาะสมให้อยู่ในช่วงระหว่างขอบเขตต่ำสุดของค่า  $Q$  ( $Q_{\min}$ ) และขอบเขตสูงสุดของค่า  $Q$  ( $Q_{\max}$ ) ค่าขอบเขตทั้งสองพิจารณาจากอันดับฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในระบบ ค่า  $Q_{\min}$  คำนวณได้ ดังสมการที่ (7.4) จากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า ผู้วิจัยได้กำหนดให้ผลต่างระหว่างค่า  $f_r$  และ  $f_L$  ( $\Delta f_1$ ) และผลต่างระหว่างค่า  $f_H$  และ  $f_r$  ( $\Delta f_2$ ) เท่ากับ 100 เฮิรตซ์ ทั้งนี้เนื่องจาก สเปกตรัมกระแสอ้างอิงของระบบทดสอบทั้งสี่ระบบที่พิจารณาปรากฏปริมาณฮาร์โมนิกในทุกช่วงความถี่ 100 เฮิรตซ์ ค่า  $Q_{\max}$  คำนวณได้ ดังสมการที่ (7.5) ค่าดังกล่าวได้ถูกกำหนด โดยการตั้งสมมติฐานให้อันดับฮาร์โมนิกที่พิจารณาไม่มีลักษณะเป็นนัยคาแรกเตอร์ริสติก (non-characteristic harmonic) ฮาร์โมนิกลักษณะดังกล่าว คือ ฮาร์โมนิกที่มีอันดับไม่เป็นไปตามสมการที่ (7.6) ดังนั้น ค่า  $\Delta f_1$  และ  $\Delta f_2$  จึงถูกกำหนดให้ เท่ากับ 1

$$Q_{\min} = \frac{f_r}{\Delta f_2 - \Delta f_1} = \frac{f_r}{(f_r + 100) - (f_r - 100)} \quad (7.4)$$

$$Q_{\max} = \frac{f_r}{\Delta f_2 - \Delta f_1} = \frac{f_r}{(f_r + 1) - (f_r - 1)} \quad (7.5)$$

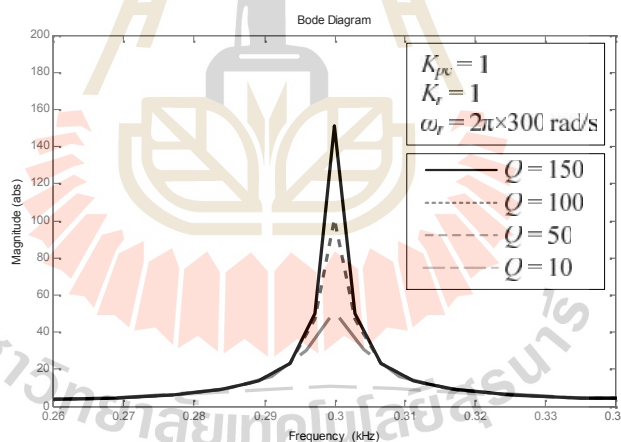
$$h = kp \pm 1 \quad (7.6)$$

โดยที่  $h$  คือ อันดับฮาร์มอนิก

$k$  คือ เลขจำนวนเต็ม มีค่าตั้งแต่ 1, 2, 3, ...

$p$  คือ จำนวนพัลส์

จากสมการที่ (7.2) เมื่อแทนค่า  $Q$  ให้อยู่ในช่วงระหว่างค่า  $Q_{\min}$  และ  $Q_{\max}$  ที่ความถี่เรโซแนนซ์ เท่ากับ 300 เฮิรตซ์ จะได้ผลตอบสนองทางขนาดที่ความถี่เรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 7.8 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การแทนด้วยค่า  $Q$  ที่สูงขึ้น จะทำให้ช่วงความถี่ตั้งแต่  $f_L$  ถึง  $f_H$  แคบลง และส่งผลให้ขนาดของผลตอบสนองที่ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น แต่ในทางกลับกัน การแทนค่า  $Q$  ที่น้อยลง จะทำให้ได้ช่วงความถี่ตั้งแต่  $f_L$  ถึง  $f_H$  ที่กว้างขึ้น และส่งผลให้ขนาดของผลตอบสนองที่ความถี่เรโซแนนซ์ลดลง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ค่า  $Q$  ที่เหมาะสม ซึ่งอยู่ในขอบเขต ดังสมการที่ (7.7) ยกตัวอย่างเช่น ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์บนแกนคิวดูในกรณีระบบทดสอบที่หนึ่งปรากฏฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญอันดับที่ 6 ดังนั้น ค่า  $Q$  สำหรับตัวควบคุมดังกล่าวจึงควรกำหนดให้อยู่ในช่วงระหว่าง 1.5 ถึง 150 เป็นต้น



รูปที่ 7.8 ผลตอบสนองทางขนาดของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ กรณีปรับเปลี่ยนค่า  $Q$

$$\frac{f_r}{200} \leq Q \leq \frac{f_r}{2} \quad (7.7)$$

- ค่าอัตราขยายสัดส่วน ( $K_{pc}$ ) และค่าอัตราขยายเรโซแนนซ์ ( $K_r$ )

ค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$  และ  $K_r$  พึงพาการออกแบบด้วยวิธีทางดิจิทัลโดยตรง เช่นเดียวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ โดยมีขั้นตอนการออกแบบ ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่าความเร็วเชิงมุมมูลฐาน ( $\dot{S}_1$ ) เท่ากับ 314.16 เรเดียนต่อวินาที  
ค่าอัตราส่วนการหน่วง ( $\zeta$ ) เท่ากับ 0.7 และค่าเวลาการชักตัวอย่าง ( $T_s$ ) เท่ากับ 25 ไมโครวินาที

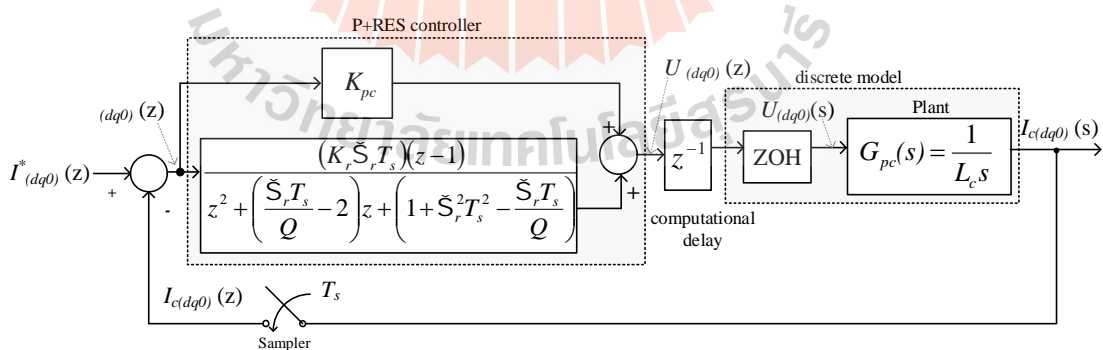
ขั้นตอนที่ 2 หาแบบจำลองของระบบในโดเมนซี ( $G_{pc}(z)$ ) โดยที่แบบจำลองดังกล่าวถูกพิจารณาพร้อมกับฟังก์ชัน ZOH ผลเฉลยของ  $G_{pc}(z)$  แสดงได้ตามสมการที่ (6.10) ซึ่งนำเสนอไว้ในบทที่ 6

ขั้นตอนที่ 3 หาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในโดเมนซี ( $G_c(z)$ ) ซึ่งจะได้ ดังสมการที่ (7.8)

$$G_c(z) = \left( K_{pc} + \frac{K_r \dot{S}_r s}{s^2 + \left( \frac{\dot{S}_r}{Q} \right) s + \dot{S}_r^2} \right) \bigg|_{s=\frac{z-1}{T_s}} \quad (7.8)$$

$$= K_{pc} + \frac{(K_r \dot{S}_r T_s)(z-1)}{z^2 + \left( \frac{\dot{S}_r T_s}{Q} - 2 \right) z + \left( 1 + \dot{S}_r^2 T_s^2 - \frac{\dot{S}_r T_s}{Q} \right)}$$

จากสมการที่ (6.10) และสมการที่ (7.8) สามารถนำมาอธิบายได้ด้วยแผนภาพไคอะแกรมของระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ดังรูปที่ 7.9 แผนภาพไคอะแกรมดังกล่าวถูกนำมาใช้หาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดได้ ดังสมการที่ (7.9)

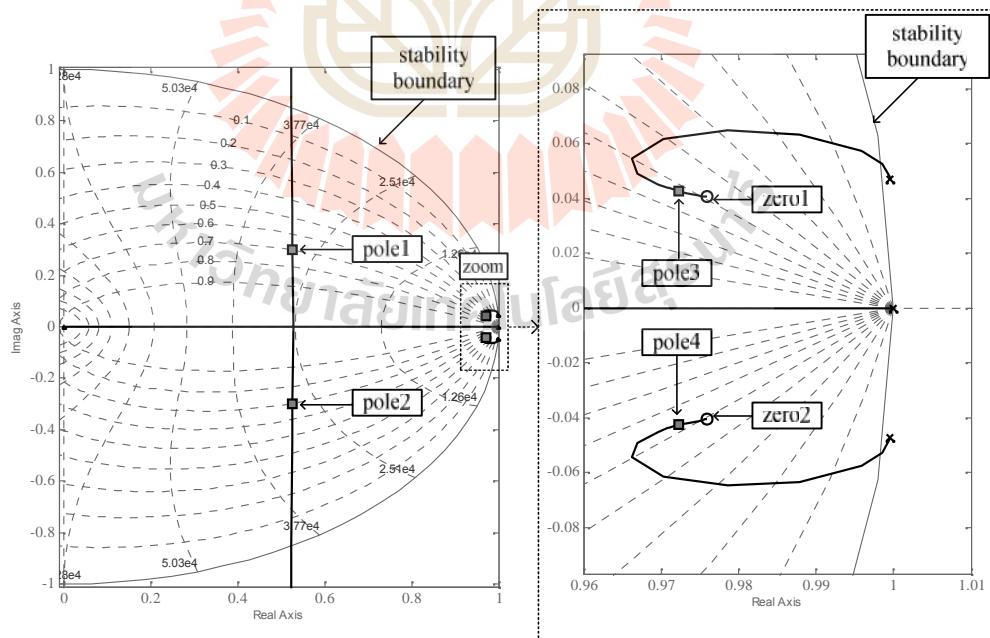


รูปที่ 7.9 แผนภาพไคอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์  
ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

$$\frac{I_{(dq0)}(z)}{I_{(dq0)}^*(z)} = \frac{\frac{K_{pc}L_c}{T_s} \left( z^2 + \left( B + \frac{A}{K_{pc}} \right) z + \left( C - \frac{A}{K_{pc}} \right) \right)}{\left( z^4 + (B-1)z^3 + \left( \frac{K_{pc}L_c}{T_s} + C - B \right) z^2 + \left( \frac{K_{pc}L_c}{T_s} B + \frac{L_c}{T_s} A - C \right) z + \left( \frac{K_{pc}L_c}{T_s} C - \frac{L_c}{T_s} A \right) \right)} \quad (7.9)$$

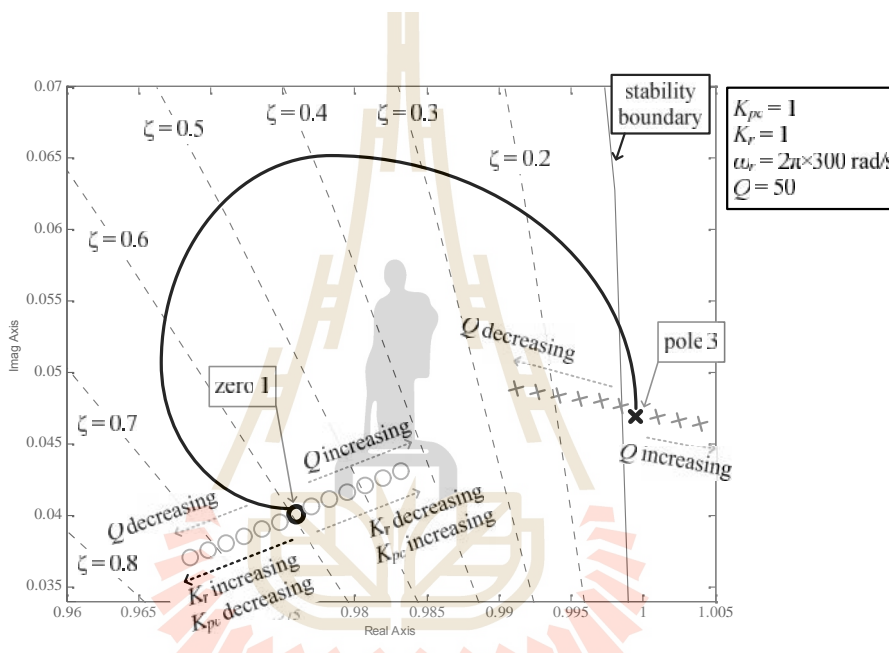
โดยที่  $A = K_r \tilde{S}_r T_s$ ,  $B = (\tilde{S}_r / Q) T_s - 2$ ,  $C = 1 + \tilde{S}_r^2 T_s^2 - (\tilde{S}_r / Q) T_s$

ขั้นตอนที่ 4 ออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$  และ  $K_r$  โดยพิจารณาจากเส้นทางเดินรากของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์บนระนาบซี้ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 7.10 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า เส้นทางเดินรากของระบบควบคุมดังกล่าว ประกอบด้วย ซีโรสองตำแหน่ง และโพลสี่ตำแหน่ง ตำแหน่งซีโรและโพลดังกล่าว สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (7.9) จากรูปที่ 7.10 พบว่า เส้นทางเดินรากมีลักษณะสมมาตรกันทั้งซีกบนและซีกล่างบนระนาบซี้ ดังนั้น เส้นทางเดินรากสำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$  และ  $K_r$  สามารถพิจารณาได้จากซีกบนของระนาบซี้



รูปที่ 7.10 แผนภาพทางเดินรากของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์บนระนาบซี้

จากรูปที่ 7.10 ยังพบว่า ตำแหน่งซีโรตัวที่หนึ่ง (zero1) และตำแหน่งโพลตัวที่สาม (pole3) คือ ตำแหน่งที่มีนัยสำคัญมากที่สุด เนื่องจากตำแหน่งดังกล่าวอยู่ใกล้กับขอบเขตความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยเหตุนี้ การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$  และ  $K_r$  จะพิจารณาจากตำแหน่งซีโรตัวที่หนึ่งและตำแหน่งโพลตัวที่สาม การปรับเปลี่ยนค่า  $K_{pc}$  และ  $K_r$  ทำให้ตำแหน่ง zero1 และตำแหน่ง pole3 เกิดการเปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 7.11 การระบุหาตำแหน่ง zero1 และ pole3 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ ฟังก์ชันคำนวณผ่านโปรแกรม m-file ร่วมกับคำสั่ง sisotool (single input / single output)



รูปที่ 7.11 การเคลื่อนที่ของตำแหน่งซีโรตัวที่หนึ่งและ โพลตัวที่สามบนระนาบซี เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $K_{pc}$  และ  $K_r$

ผู้วิจัยได้ยกตัวอย่างการออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pc}$  และ  $K_r$  ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์บนแกนคิวกวสำหรับระบบทดสอบที่หนึ่ง โดยที่ กำหนดค่า  $Q$  เริ่มต้นเท่ากับ 50 ซึ่งกำหนดตามเงื่อนไขของสมการที่ (7.8) ค่า  $S_r$  กำหนดให้ เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที ซึ่งระบุตามฮาร์โมนิกที่มีนัยสำคัญในระบบที่พิจารณา และกำหนดให้ค่า  $K_{pc}$  และ  $K_r$  เริ่มต้น เท่ากับ 1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์กำหนดให้เทอมเรโซแนนซ์มีค่าอัตราส่วนการหน่วง ( ' ) เท่ากับ 0.7 ข้อกำหนดทั้งหมดในข้างต้นสามารถแสดงตำแหน่ง zero1 และ pole3 ตามรูปที่ 7.11 จากรูปดังกล่าว ปรากฏว่า ตำแหน่ง pole3 อยู่นอกขอบเขตความมีเสถียรภาพ เพราะฉะนั้นจึงต้องทำ





ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ( $\tilde{S}_r, Q, K_{pc}, K_r$ ) บนแกนคิวิศูนย์ ที่ได้รับการออกแบบด้วยเทคนิคข้างต้นสามารถสรุปได้ ดังตารางที่ 7.1 จากตารางดังกล่าว พบว่า ค่า  $\tilde{S}_r$  ได้รับการออกแบบโดยอ้างอิงตามอันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในแต่ละแกนสำหรับแต่ละระบบทดสอบ (พิจารณาได้จากสเปกตรัมกระแสอ้างอิงในรูปที่ 7.3 ถึง 7.6) ค่า  $Q$  ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กำหนดให้ เท่ากับ 10 สำหรับทั้งสี่ระบบทดสอบ เนื่องจากค่าดังกล่าวให้ตำแหน่ง pole3 อยู่ในขอบเขตความมีเสถียรภาพ ค่า  $K_{pc}$  และ  $K_r$  ที่ความถี่เรโซแนนท์ เท่ากับ  $2 \times 100$  และ  $2 \times 150$  เรเดียนต่อวินาที ได้รับการออกแบบด้วยวิธีการเดียวกันกับการออกแบบค่า  $K_{pc}$  และ  $K_r$  ที่ความถี่เรโซแนนท์ เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที ตามรูปที่ 7.12 ผลเฉลยสำหรับการออกแบบทั้งหมดนำเสนอไว้ตามตารางที่ 7.1

ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์  
สำหรับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ

แกนที่พิจารณา	ค่าพารามิเตอร์	ระบบทดสอบที่พิจารณา			
		ระบบทดสอบที่ 1	ระบบทดสอบที่ 2	ระบบทดสอบที่ 3	ระบบทดสอบที่ 4
แกนดี	$\tilde{S}_{r,d}$	$2 \times 300$	$2 \times 100$	$2 \times 300$	$2 \times 100$
	$Q_d$	10	10	10	10
	$K_{pc,d}$	414	162	414	162
	$K_{r,d}$	517.5	202.5	517.5	202.5
แกนคิว	$\tilde{S}_{r,q}$	$2 \times 300$	$2 \times 300$	$2 \times 100$	$2 \times 300$
	$Q_q$	10	10	10	10
	$K_{pc,q}$	414	414	162	414
	$K_{r,q}$	517.5	517.5	202.5	517.5
แกนศูนย์	$\tilde{S}_{r,0}$	$2 \times 150$	$2 \times 150$	$2 \times 150$	$2 \times 150$
	$Q_0$	10	10	10	10
	$K_{pc,0}$	232	232	232	232
	$K_{r,0}$	290	290	290	290

## 7.2.2 เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วน

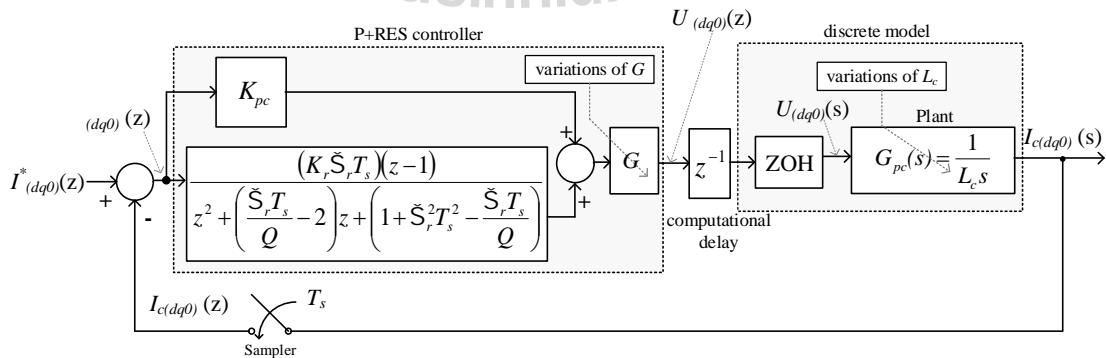
### ร่วมกับเรโซแนนท์

หัวข้อที่ผ่านมามีได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ด้วยวิธีทางคิติดอลโดยตรง ซึ่งเป็นการพิจารณาระบบควบคุมกระแสชดเชยอยู่บนระนาบซีส ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในระบบควบคุมกระแสชดเชยสามารถหาขอบเขตได้โดยใช้เงื่อนไขความมีเสถียรภาพของวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบซีส ระบบควบคุมกระแสชดเชยยังคงมีเสถียรภาพ เมื่อโพลทุกตำแหน่งของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ตามสมการที่ (7.9) อยู่ภายในขอบเขตความมีเสถียรภาพ ( $|z| < 1$ ) เกณฑ์ความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยอธิบายได้ ดังสมการที่ (7.10) โดยที่ค่า  $G$  คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

$$\left| pole \begin{pmatrix} z^4 + (B-1)z^3 + \left( \frac{GK_{pc}L_c}{T_s} + C - B \right)z^2 \\ + \left( \frac{GK_{pc}L_c}{T_s}B + \frac{GL_c}{T_s}A - C \right)z + \left( \frac{GK_{pc}L_c}{T_s}C - \frac{GL_c}{T_s}A \right) \end{pmatrix} \right| < 1 \quad (7.10)$$

โดยที่  $A = K_r \tilde{S}_r T_s$ ,  $B = (\tilde{S}_r / Q) T_s - 2$ ,  $C = 1 + \tilde{S}_r^2 T_s^2 - (\tilde{S}_r / Q) T_s$

ค่าอัตราขยายของตัวควบคุม ( $G$ ) และค่าความหนื่อยนา ( $L_c$ ) ถูกนำมาวิเคราะห์เพื่อหาขอบเขตที่ยังคงทำให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยมีเสถียรภาพตามเงื่อนไขของสมการที่ (7.10) การดำเนินงานหาขอบเขตของค่า  $G$  และ  $L_c$  สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์แสดงได้ ดังรูปที่ 7.13

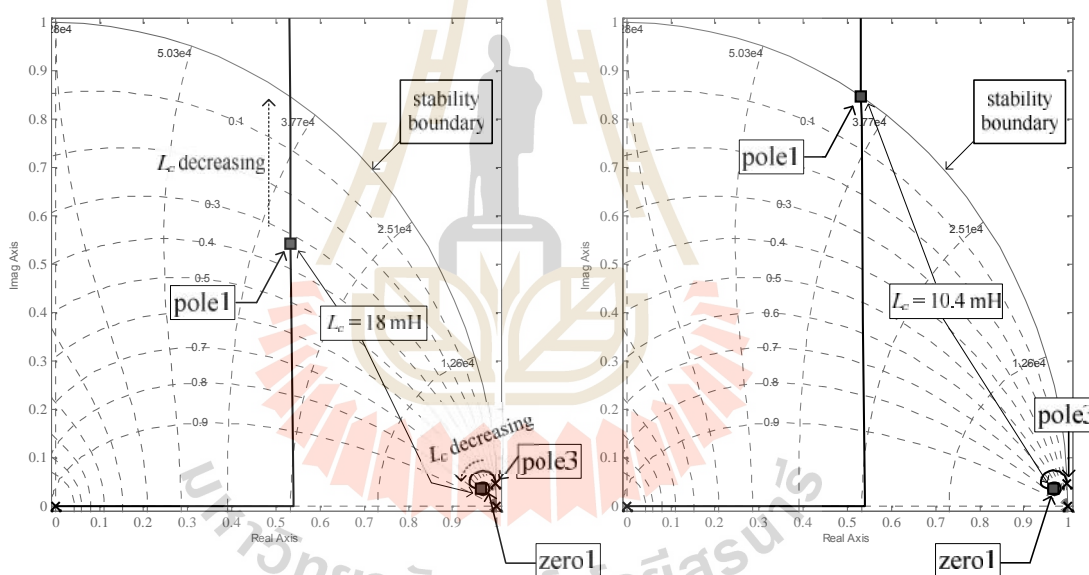


รูปที่ 7.13 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วน

ร่วมกับเรโซแนนท์กรณีปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อหาขอบเขต

- เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยต่อค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ )

ค่า  $L_c$  มีงานใช้งานที่จำกัดกับระบบที่พิจารณา การหาขอบเขตของค่า  $L_c$  จะช่วยยืนยันได้ว่าระบบควบคุมกระแสชดเชยยังคงมีเสถียรภาพเช่นเดิม การทดสอบหาขอบเขตของค่า  $L_c$  เริ่มต้นโดยการกำหนดค่า  $G$  เท่ากับ 1 ค่าพารามิเตอร์  $\tilde{S}_r$ ,  $Q$ ,  $K_{pc}$  และ  $K_r$  ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ถูกกำหนดตามการออกแบบในหัวข้อที่ 7.2.1 ผลจากการปรับค่า  $L_c$  ในระบบควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 7.14 จากรูปดังกล่าวเป็นการยกตัวอย่างการหาขอบเขตของค่า  $L_c$  ที่ความถี่เรโซแนนท์เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที รูปที่ 7.14 อธิบายได้ว่าการปรับค่า  $L_c$  ให้น้อยลงส่งผลให้ตำแหน่ง pole1 ขยับเข้าใกล้ขอบเขตความไม่เสถียรภาพ และตำแหน่ง pole3 ขยับเข้าใกล้ตำแหน่ง zero1 ค่า  $L_c$  ต่ำสุดที่ยังทำให้เงื่อนไขของสมการที่ (7.10) เป็นจริงจะต้องมีค่ามากกว่า 10.4 มิลลิเฮนรี



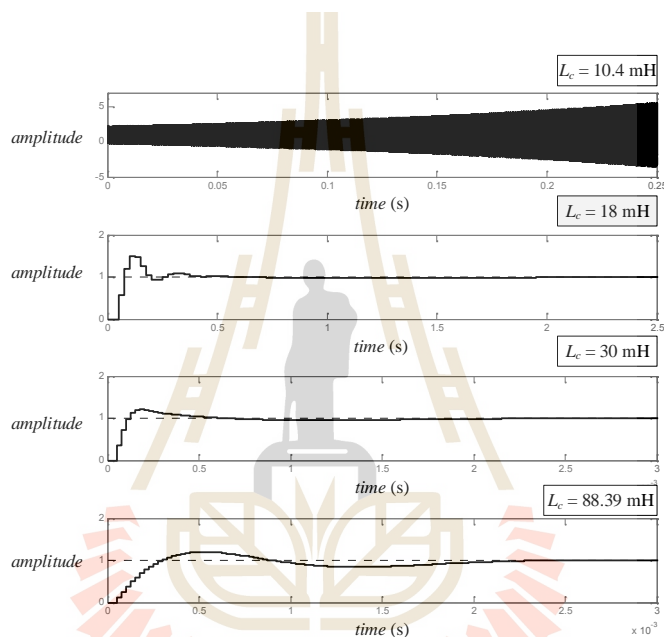
(ก) กรณีปรับค่า  $L_c$  เท่ากับ 18 มิลลิเฮนรี

(ข) กรณีปรับค่า  $L_c$  เท่ากับ 10.4 มิลลิเฮนรี

รูปที่ 7.14 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $L_c$  ที่ความถี่เรโซแนนท์เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที

เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยได้รับการตรวจสอบความถูกต้องด้วยโปรแกรม m - file ของ MATLAB ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยแสดงได้ ดังรูปที่ 7.15 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า เมื่อค่า  $L_c$  ถูกกำหนดให้น้อยกว่า หรือเท่ากับ 10.4 มิลลิเฮนรี ระบบควบคุมกระแสชดเชยจะขาดเสถียรภาพ โดยที่ค่า  $L_c$  มากที่สุดสำหรับระบบควบคุมกระแส

ชดเชยสามารถอ้างอิงได้จากการออกแบบของ Ingram และ Round ซึ่งได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.3 ขอบเขตของค่า  $L_c$  ที่ความถี่เรโซแนนซ์ใด ๆ ( $2 \times 100$ ,  $2 \times 150$  และ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที) แสดงได้ ดังตารางที่ 7.2 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า เมื่อกำหนดให้  $G$  มีค่ามากขึ้น ขอบเขตของค่า  $L_c$  จะแคบลง และเมื่อกำหนดให้  $G$  มีค่าน้อยลง ขอบเขตค่า  $L_c$  จะมีช่วงกว้างขึ้น นอกจากนี้ การออกแบบตัวควบคุมที่ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น จะให้ขอบเขตค่า  $L_c$  ที่แคบลง เมื่อพิจารณาที่ค่า  $G$  เดียวกัน งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ค่า  $L_c$  เท่ากับ 18 มิลลิเฮนรี ทั้งนี้เนื่องจากค่าดังกล่าวอยู่ในเงื่อนไขความมีเสถียรภาพตามสมการที่ (7.10) ในทุกความถี่เรโซแนนซ์ที่พิจารณา



รูปที่ 7.15 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยกรณีปรับเปลี่ยนค่า  $L_c$  ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที

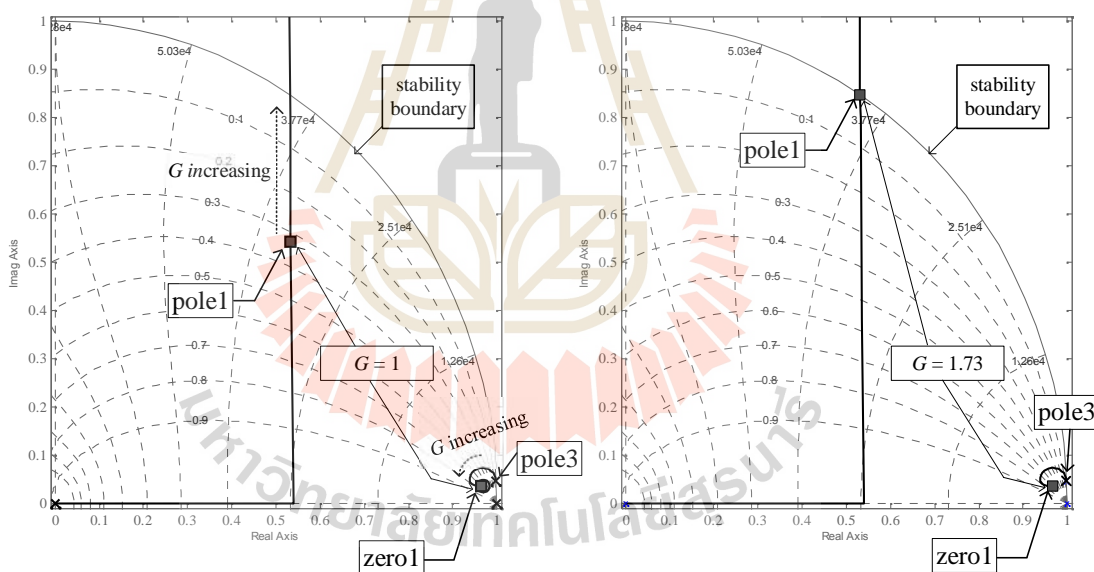
ตารางที่ 7.2 ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ  $L_c$  สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์

$G$	ขอบเขตของ $L_c$ ( $\dot{S}_r = 2 \times 100$ rad/s)	ขอบเขตของ $L_c$ ( $\dot{S}_r = 2 \times 150$ rad/s)	ขอบเขตของ $L_c$ ( $\dot{S}_r = 2 \times 300$ rad/s)
0.5	$2.05 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$	$2.95 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$	$5.2 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$
1	$4.1 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$	$5.85 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$	$10.4 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$
1.5	$6.1 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$	$8.75 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$	$15.75 \text{ mH} < L_c < 188.39 \text{ mH}$

<sup>1</sup>ออกแบบด้วยวิธี Ingram และ Round

- เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยต่อค่าอัตราขยายของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ( $G$ )

การหาขอบเขตค่า  $G$  ช่วยให้เราสามารถเลือกปรับค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมได้ โดยการปรับค่าดังกล่าวได้รับการยืนยันว่าระบบยังคงมีเสถียรภาพ การทดสอบหาขอบเขตของค่า  $G$  ถูกดำเนินการตามรูปที่ 7.13 โดยกำหนดให้ค่า  $L_c$  เท่ากับ 18 มิลลิเฮนรี และค่าพารามิเตอร์  $S_r$ ,  $Q$ ,  $K_{pc}$  และ  $K_r$  ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ถูกกำหนดตามการออกแบบในหัวข้อที่ 7.2.1 ผลการปรับค่า  $G$  ในระบบควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 7.16 จากรูปดังกล่าวเป็นการยกตัวอย่างการหาขอบเขตของค่า  $G$  ที่ความถี่เรโซแนนท์เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที การปรับค่า  $G$  ให้มากขึ้นส่งผลให้ตำแหน่ง pole1 ขยับเข้าใกล้ขอบเขตความมีเสถียรภาพ และตำแหน่ง pole3 ขยับเข้าใกล้ตำแหน่ง zero1 ค่า  $G$  สูงสุดที่ยังทำให้เงื่อนไขของสมการที่ (7.10) เป็นจริงจะต้องมีค่าน้อยกว่า 1.73



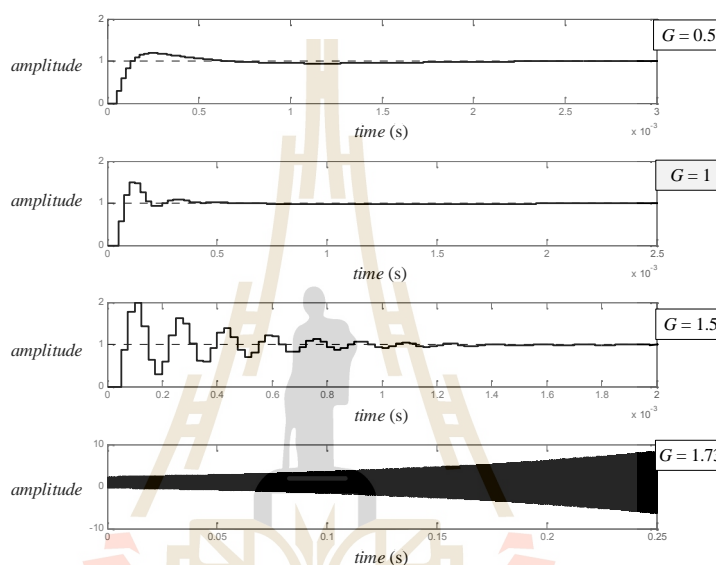
(ก) กรณีปรับค่า  $G$  เท่ากับ 1

(ข) กรณีปรับค่า  $G$  เท่ากับ 1.73

รูปที่ 7.16 ตำแหน่งโพลของระบบควบคุมกระแสชดเชยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $G$  ที่ความถี่เรโซแนนท์เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที

ความมีเสถียรภาพสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย กรณีปรับเปลี่ยนค่า  $G$  ได้รับการตรวจสอบผ่านผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วย ดังรูปที่ 7.17 จากรูปดังกล่าว

พบว่า ผลตอบสนองที่กำหนดค่า  $G$  อยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1.73 ( $0 < G < 1.73$ ) มีลักษณะแกว่งไกวก่อนเข้าสู่ค่าอ้างอิง (amplitude = 1) จากนั้นเมื่อแทนค่า  $G$  เท่ากับ 1.73 พบว่า ผลตอบสนองมีลักษณะแกว่งไกว และลู่ออกจากค่าอ้างอิง เพราะฉะนั้น ผลการทดสอบที่เกิดขึ้นจึงมีความถูกต้องตามการวิเคราะห์ในช่วงต้น ผลเฉลยของขอบเขตค่า  $G$  ที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์ และค่า  $L_c$  ใด ๆ แสดงได้ ดังตารางที่ 7.3



รูปที่ 7.17 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยกรณีปรับเปลี่ยนค่า  $G$  ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที

ตารางที่ 7.3 ขอบเขตค่าพารามิเตอร์ของ  $G$  สำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์

$L_c$	ขอบเขตของ $G$ ( $\tilde{S}_r = 2 \times 100 \text{ rad/s}$ )	ขอบเขตของ $G$ ( $\tilde{S}_r = 2 \times 150 \text{ rad/s}$ )	ขอบเขตของ $G$ ( $\tilde{S}_r = 2 \times 300 \text{ rad/s}$ )
10 mH	$0 < G < 2.46$	$0 < G < 1.72$	$0 < G < 0.96$
18 mH	$0 < G < 4.43$	$0 < G < 3.10$	$0 < G < 1.73$
30 mH	$0 < G < 7.40$	$0 < G < 5.15$	$0 < G < 2.88$

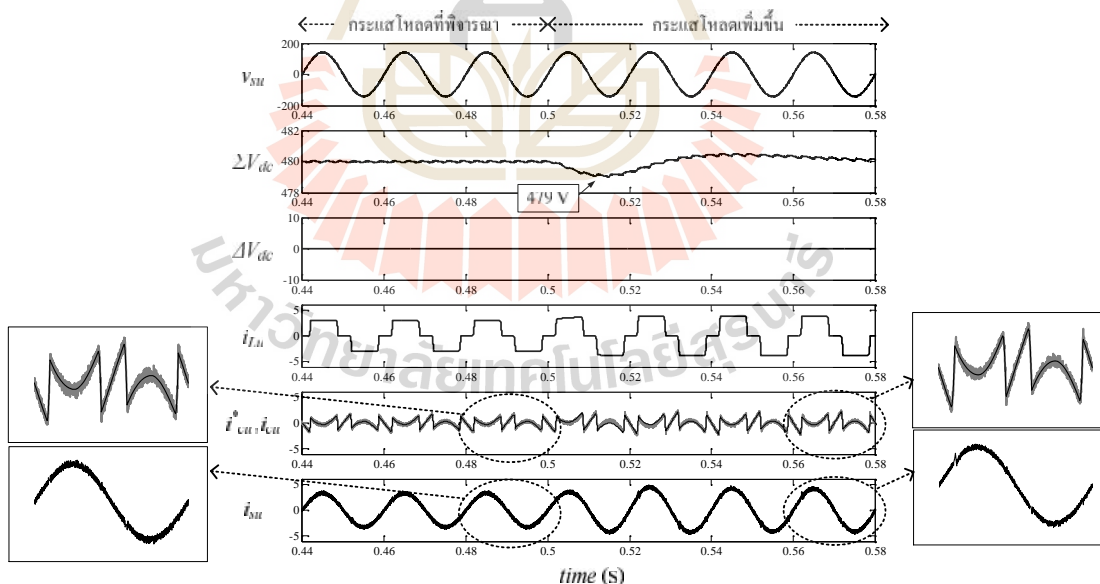




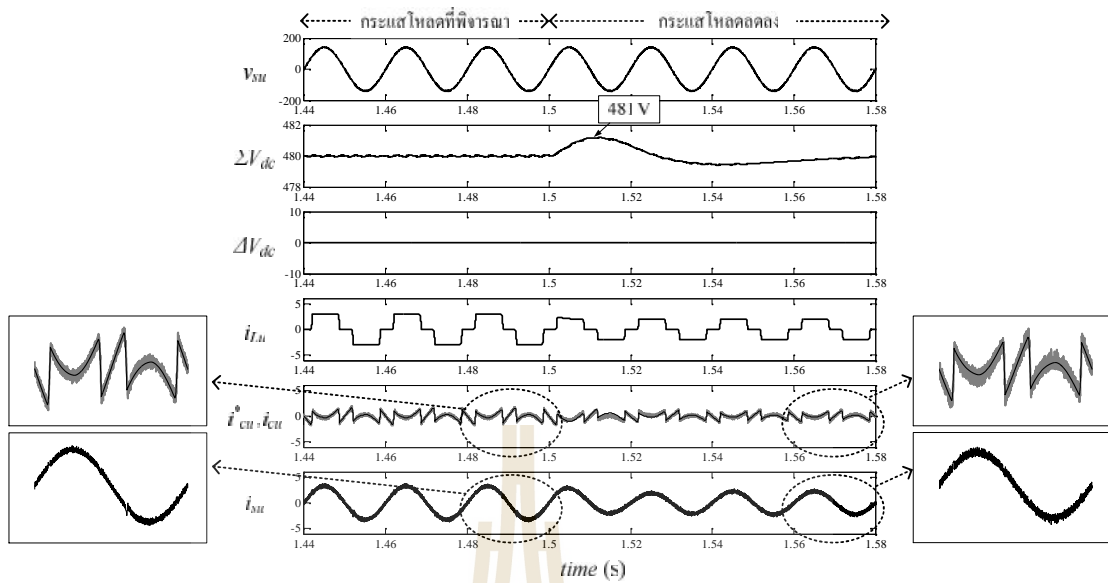
รายละเอียดของเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 6.4.1 การทดสอบดังกล่าวถูกพิจารณาทั้งระบบทดสอบทั้งสี่ระบบเช่นเดียวกับการทดสอบในหัวข้อที่ 6.4.2 ถึง 6.4.5 นอกจากนี้การโปรแกรมสำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ให้สามารถใช้งานผ่านบอร์ด eZdsp™ F28335 จำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองภายใน (internal model) (Fukuda and Yoda, 2001)

### 7.3.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์กับระบบทดสอบที่ 1

ระบบทดสอบที่หนึ่งสามารถแสดงได้ตามรูปที่ 6.20 (รายละเอียดของระบบศึกษาจากหัวข้อที่ 6.4.2) การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบทดสอบที่หนึ่ง มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์สำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุลค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์บนแกนดีคิวถูกกำหนดให้ใช้ตามการออกแบบในตารางที่ 7.1 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีปรับกระแสโหลดให้เพิ่มขึ้น และลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 7.19 และ 7.20 ตามลำดับ



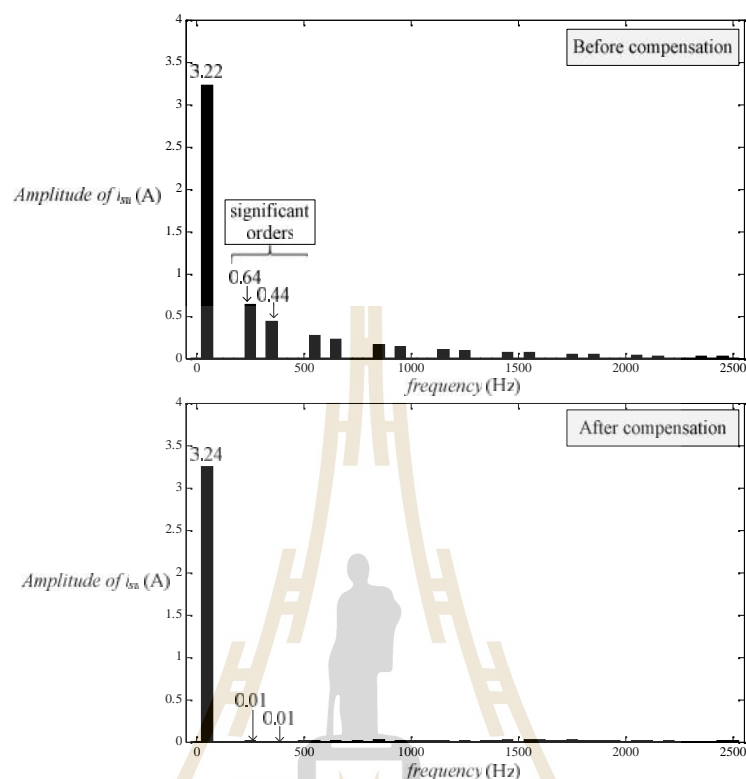
รูปที่ 7.19 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 1)



รูปที่ 7.20 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบ  
ทดสอบที่ 1)

การปรับเพิ่มกระแสโหลดทำได้โดยการปรับชุดโหมดจาก  $R_L = 80$  ,  $L_L = 300$  mH เป็น  $R_L = 62$  ,  $L_L = 300$  mH ที่เวลา 0.5 วินาที การเพิ่มกระแสโหลดในช่วงเวลาดังกล่าว ส่งผลให้ค่า  $\sum V_{dc}$  มีแนวโน้มลดลงจากค่า  $\sum V_{dc}^*$  โดยที่  $\sum V_{dc}$  มีค่าลดลง เท่ากับ 479 โวลต์ ส่วนของการปรับลดกระแสโหลดทำได้โดยการปรับชุดโหมดจาก  $R_L = 80$  ,  $L_L = 300$  mH เป็น  $R_L = 120$  ,  $L_L = 300$  mH ที่เวลา 1.5 วินาที ซึ่งการลดกระแสโหลดดังกล่าว ส่งผลให้ค่า  $\sum V_{dc}$  มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นจากค่า  $\sum V_{dc}^*$  โดยที่ค่า  $\sum V_{dc}$  มีค่าเพิ่มขึ้น เท่ากับ 481 โวลต์ อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากการปรับโหมดทั้งสองลักษณะข้างต้น ตัวควบคุมพีไอยังคงสามารถควบคุมผลรวมของแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ เท่ากับ 480 โวลต์ และสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) ให้อยู่ในสถานะสมดุลได้ โดยพิจารณาจากค่า  $\Delta V_{dc}$  ที่มีแนวโน้มใกล้เคียงศูนย์ ค่าแรงดันดังกล่าวที่ได้รับการควบคุม ทำหน้าที่ เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรรอกำลังแอกทีฟเพื่อฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}$ ) ให้กับระบบต่อไป ซึ่งภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น และกรณีกระแสโหลดลดลง เท่ากับ 2.48 2.56 และ 2.64 ตามลำดับ กระแสที่แหล่งจ่ายก่อนและหลังการชดเชยได้ถูกนำไปวิเคราะห์สเปกตรัม ดังรูปที่ 7.21 จากรูปดังกล่าว ปรากฏว่า  $i_{su}$  ก่อนการชดเชย ประกอบด้วย ปริมาณที่

ความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์มอนิก โดยเฉพาะที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ภายหลังการชดเชย พบว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ปราบกฏที่ความถี่มูลฐาน และปราบกฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกเพียงเล็กน้อย



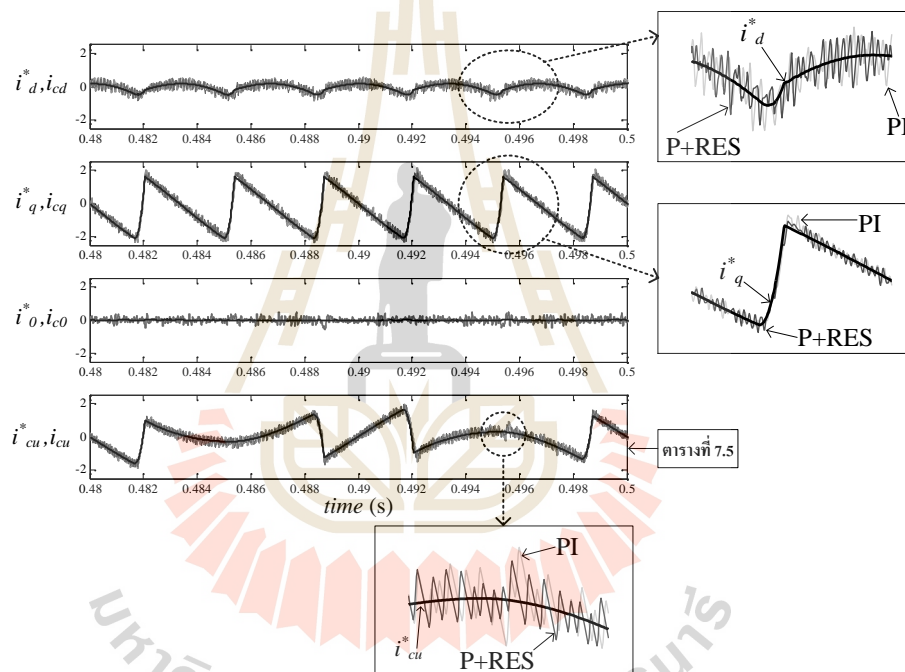
รูปที่ 7.21 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 1 (เฟส  $u$ )

ภายหลังการชดเชย ยังพบว่า กระแสที่แหล่งจ่ายสามเฟสยังคงอยู่ในสถานะสมดุล โดยพิจารณาได้จากค่าดัชนีชี้วัด  $\%CUF$  ซึ่งพบว่า ค่าดังกล่าวมีค่าใกล้เคียงศูนย์ นอกจากนี้ ค่า  $PF$  ของระบบได้รับการปรับปรุงจากก่อนการชดเชย ดังผลที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 7.4

ตารางที่ 7.4 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ สำหรับระบบทดสอบที่ 1

สถานะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$
กระแสโหลดที่พิจารณา	28.26	0.00	0.96	2.48	0.12	1.00
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	27.92	0.00	0.96	2.56	0.08	1.00
กระแสโหลดลดลง	28.73	0.00	0.96	2.64	0.08	0.99

ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์แสดงได้ ดังรูปที่ 7.22 จากรูปดังกล่าว พบว่า กระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ( $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$ ) ที่ใช้ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ให้ลักษณะรูปสัญญาณคล้อยตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์ ( $i_d^*, i_q^*, i_0^*$ ) ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมพีไอ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูง ผลจากการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ที่ติดบนแกนดีคิวศูนย์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ส่งผลให้สามารถควบคุมค่า  $i_{cu}$  ให้คล้อยตามรูปสัญญาณ  $i_{cu}^*$  ได้ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ โดยที่มีค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  เป็นดัชนีชี้วัดสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย ดังตารางที่ 7.5



รูปที่ 7.22 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (ระบบทดสอบที่ 1)

ตารางที่ 7.5 ได้ยกตัวอย่างการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 ซึ่งพบว่า ค่ากระแสชดเชยที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 มีขนาดและมุมเฟสใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิง ยกตัวอย่างที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 พบว่า กระแสอ้างอิงมีขนาดและมุมเฟส เท่ากับ 0.6448 แอมแปร์ และ 155.20 องศา ตามลำดับ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับกระแสชดเชยที่มีค่าขนาดและมุมเฟส เท่ากับ 0.6466 แอมแปร์ และ 155.5 องศา ตามลำดับ โดยมีค่า  $\%err_{mag}$  และค่า  $\%err_{phase}$  เท่ากับ 0.28 และ 0.19 ตามลำดับ ขนาดและมุมเฟสของกระแสอ้างอิงและกระแส

ชดเชยสำหรับความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ 7 สามารถอธิบายได้เช่นเดียวกัน ตามตารางที่ 7.5 นอกจากนี้เมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอกับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ พบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์มีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่า โดยพิจารณาได้จากค่าความคลาดเคลื่อน ( $\%err$ ) ดังตารางที่ 7.5 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่า กระแสชดเชยที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ให้ค่า  $\%err$  ทางขนาดและมุมเฟสที่น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ

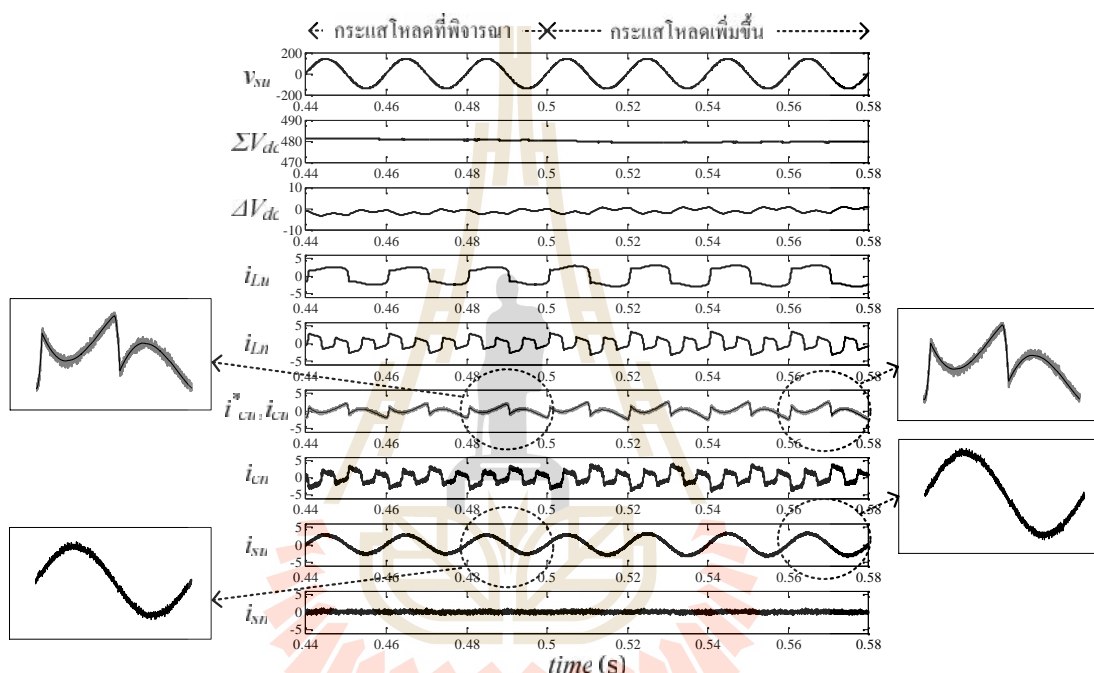
ตารางที่ 7.5 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 1

อันดับ ฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$			
	ขนาด	มุมเฟส	ตัวควบคุม P+RES		ขนาด ( $\%err_{mag}$ )		มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )	
			ขนาด	มุมเฟส	PI	P+RES	PI	P+RES
5	0.6448	155.20°	0.6466	155.5°	2.67	0.28	0.26	0.19
7	0.4424	148.20°	0.4468	147.0°	1.15	0.99	1.01	0.81

### 7.3.2 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กับระบบทดสอบที่ 2

การกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่สองได้ดำเนินการจำลองสถานการณ์โดยอ้างอิงจากรูปที่ 6.25 (รายละเอียดของระบบศึกษาจากหัวข้อที่ 6.4.3) ซึ่งนอกจากจะทดสอบสมรรถนะการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกบนแกนสามเฟสแล้ว ระบบดังกล่าวยังเป็นการทดสอบสมรรถนะการชดเชยกระแสนิวทรัลที่แหล่งจ่ายอีกด้วย เนื่องจากโหลดที่พิจารณาในระบบทดสอบที่สองมีลักษณะไม่สมดุล การทดสอบแบ่งออกเป็นสามช่วง ได้แก่ ช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา ช่วงกระแสโหลดเพิ่มขึ้น และช่วงกระแสโหลดลดลง ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ได้ถูกกำหนดใช้ให้เกิดความเหมาะสมกับระบบทดสอบที่สอง ตามตารางที่ 7.1 การทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกโดยการเพิ่มกระแสโหลดขึ้นจากโหลดที่พิจารณา และโดยการลดกระแสโหลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 7.23 และ 7.24 ตามลำดับ ยกตัวอย่างระบบก่อนการชดเชยในช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา พบว่า กระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะผิดเพี้ยน

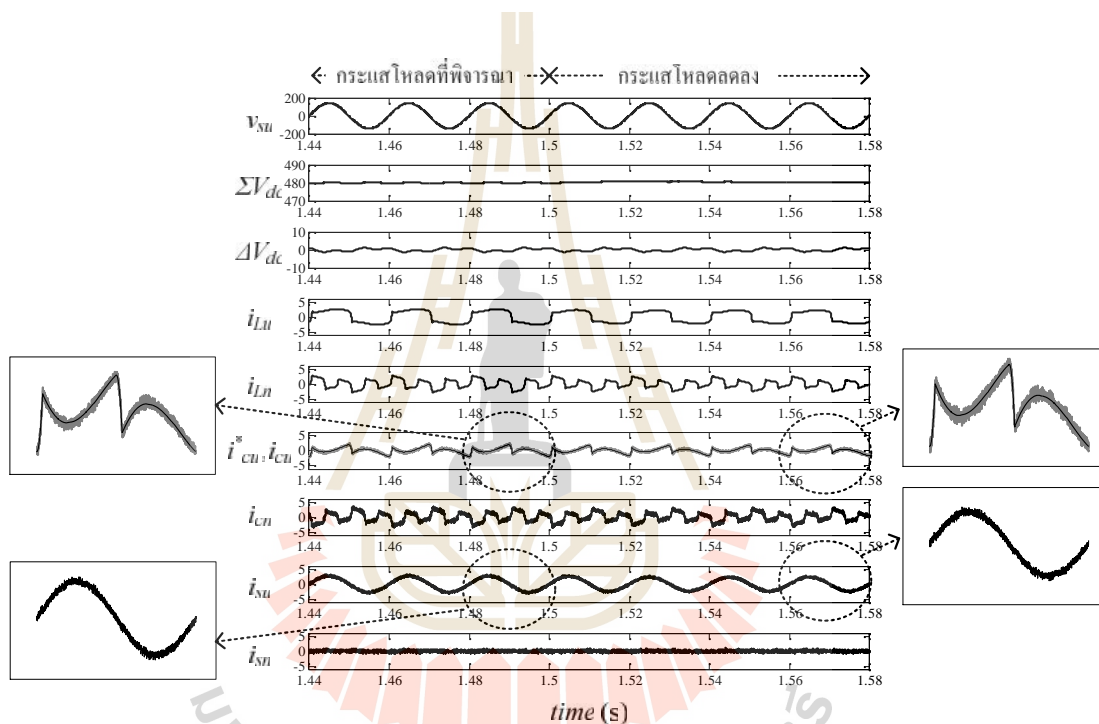
ตามรูปสัญญาณกระแสโหลด ( $i_{Lu}$ ) โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 32.11 รวมถึงปรากฏกระแส  
 นิวทรอลที่แหล่งจ่าย ซึ่งก่อนการชดเชย กระแสนิวทรอลดังกล่าวมีลักษณะรูปสัญญาณเช่นเดียวกับ  
 กระแสนิวทรอลที่โหลด ( $i_{Ln}$ ) โดยมีค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 9.33 นอกจากนี้ผลจากการต่อใช้งานโหลด  
 ดังกล่าวทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบมีค่าต่ำลง โดยที่ค่า  $PF$  เท่ากับ 0.83 ตามตารางที่ 7.6 เมื่อ  
 พิจารณาภายหลังการชดเชย วงจรกรองกำลังแอกทีฟฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}$ ) เข้าสู่ระบบ ทำให้รูป  
 สัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ ) กลับมามีลักษณะเป็นรูปไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 2.34



รูปที่ 7.23 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก  
 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบ  
 ทดสอบที่ 2)

กระแสที่แหล่งจ่ายทั้งก่อนและหลังการชดเชยได้รับการวิเคราะห์สเปกตรัม ดังรูปที่  
 7.25 จากรูปดังกล่าวกรณีก่อนการชดเชย พบว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน รวมทั้งปริมาณ  
 $i_{su}$  ได้ปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิก เช่น 150 250 350 และ 450 เฮิรตซ์ เป็นต้น จากกรณีดังกล่าว  
 สังเกตได้ว่า การต่อใช้งานโหลดแบบไม่สมดุล ส่งผลให้เกิดฮาร์มอนิกแบบทริเพิล (tripler  
 harmonic) ฮาร์มอนิกลักษณะดังกล่าว คือ ฮาร์มอนิกที่มีอันดับในลักษณะที่หารด้วยสามลงตัว เช่น  
 ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 (150 เฮิรตซ์) และ 9 (450 เฮิรตซ์) เป็นต้น ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญสำหรับระบบ  
 ทดสอบที่สอง ได้แก่ ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 5 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาสเปกตรัมภายหลังการ

ชดเชย พบว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญเพียงเล็กน้อย ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชยนิวทรอล ( $i_{cn}$ ) ส่งผลให้รูปสัญญาณของกระแสนิวทรอลที่แหล่งจ่าย ( $i_{sn}$ ) มีลักษณะใกล้เคียงศูนย์ โดยที่ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 0.78 ดังนั้นจึงวัดดังกล่าว ให้ความหมายว่า กระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสสามารถกลับมาอยู่ในสภาวะสมดุลได้ นอกจากนี้ผลจากการชดเชยกระแสฮาร์มอนิก และกระแสนิวทรอลสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟยังได้ช่วยปรับปรุงค่า  $PF$  ของระบบให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่ง ผลทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับทุกช่วงกระแสโหลดที่พิจารณาได้ถูกนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 7.6



รูปที่ 7.24 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

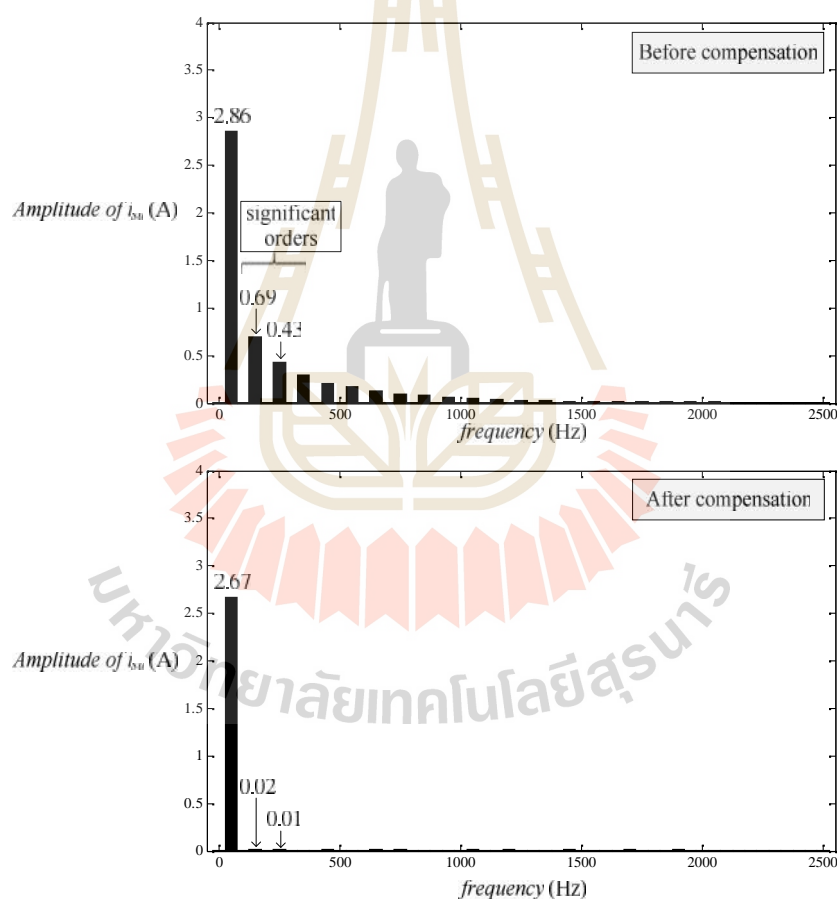
ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 2)

นอกจากนี้ ระบบควบคุมผลรวมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอยังคงให้สมรรถนะการควบคุมค่า  $\sum V_{dc}$  ได้ตามค่า  $\sum V_{dc}^*$  ที่ผู้วิจัยกำหนด ถึงแม้ว่าชุดโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง อีกทั้งตัวควบคุมพีไอในส่วน of ระบบควบคุมผลต่างแรงดันบัสไฟตรงยังสามารถควบคุมค่า  $\Delta V_{dc}$  ให้ใกล้เคียงศูนย์ตามวัตถุประสงค์



ตารางที่ 7.6 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ สำหรับระบบทดสอบที่ 2

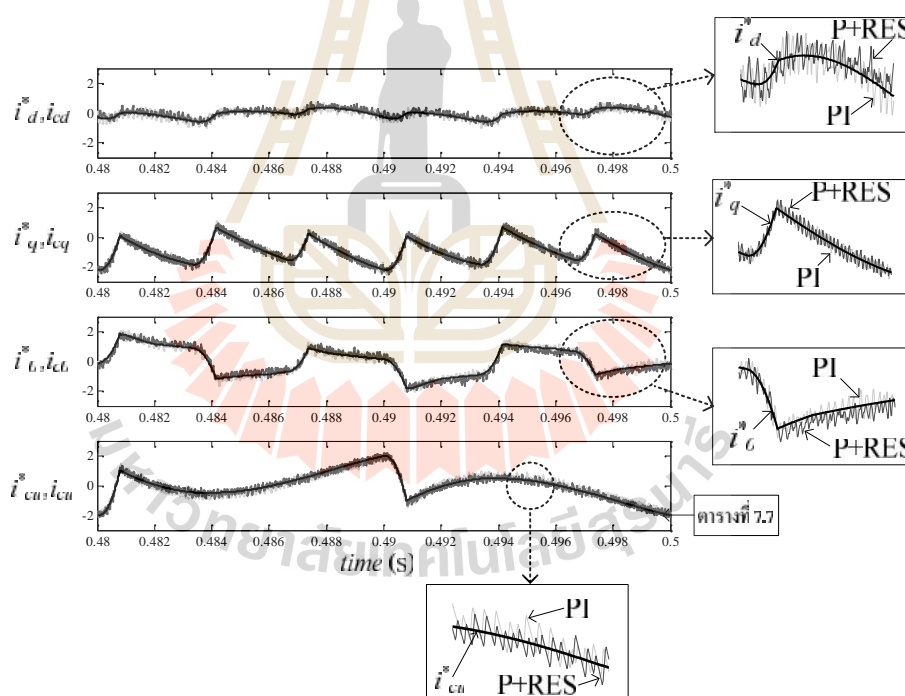
สภาวะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$
กระแสโหลดที่พิจารณา	32.11	9.33	0.83	2.34	0.78	0.99
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	32.95	10.62	0.82	2.17	0.85	0.99
กระแสโหลดลดลง	30.94	11.11	0.83	2.59	0.87	0.99



รูปที่ 7.25 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 2 (เฟส  $u$ )

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์แสดงได้ ดังรูปที่ 7.26 จากรูปดังกล่าว ผู้วิจัยได้นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างตัวควบคุมพีไอกับตัวควบคุม

สัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ จากผลการศึกษา พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ที่ได้จากตัวควบคุมทั้งสอง มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  และ  $i_0^*$  ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF อย่างไรก็ดีตาม ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ยังคงให้สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ โดยพิจารณาได้จากค่าดัชนีชี้วัด  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ดังตารางที่ 7.7 ตารางดังกล่าว คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสชดเชยที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญ (ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5) กรณีพิจารณาการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ซึ่งผลปรากฏว่า ค่า  $\%err_{mag}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เท่ากับ 0.65 และ 2.04 ตามลำดับ และค่า  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เท่ากับ 7.83 และ 3.08 ตามลำดับ ซึ่งค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ดังกล่าวมีค่าน้อยกว่ากรณีตัวควบคุมพีไอ ทั้งนี้เนื่องจากตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์มีสมรรถนะการติดตามค่ากระแสอ้างอิงที่ดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับค่าฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบ



รูปที่ 7.26 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (ระบบทดสอบที่ 2)

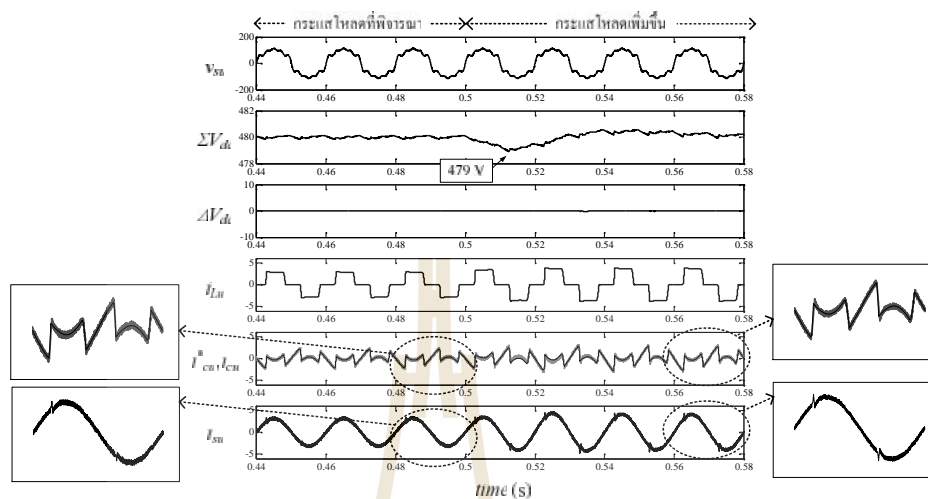
ตารางที่ 7.7 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 2

อันดับ ฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$			
	ขนาด	มุมเฟส	ตัวควบคุม P+RES		ขนาด ( $\%err_{mag}$ )		มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )	
			ขนาด	มุมเฟส	PI	P+RES	PI	P+RES
3	0.6922	-17.38°	0.6877	-16.02°	4.58	0.65	33.31	7.83
5	0.4274	-41.18°	0.4361	-42.45°	2.41	2.04	7.58	3.08

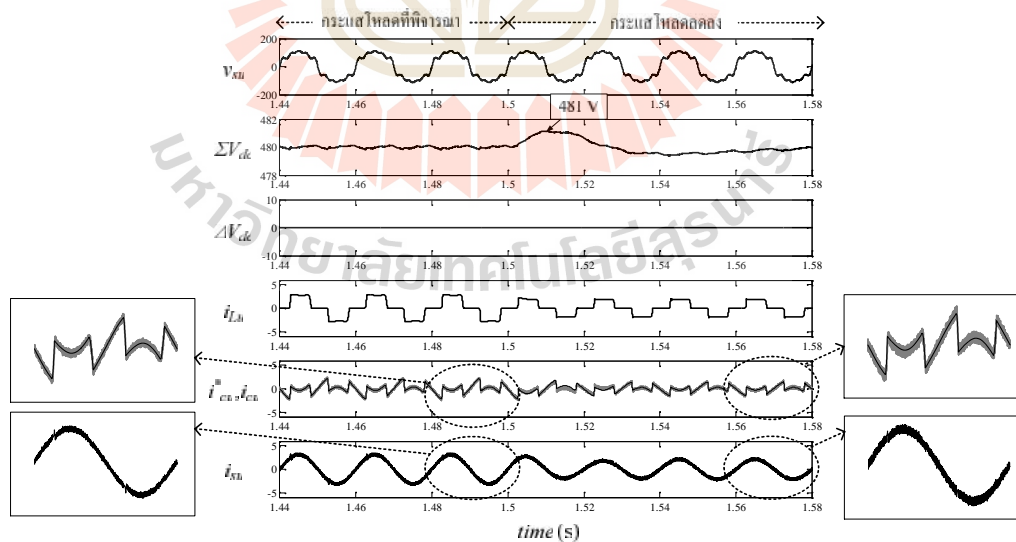
### 7.3.3 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กับระบบทดสอบที่ 3

การจำลองสถานการณ์สำหรับระบบทดสอบที่สาม มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ (รายละเอียดของระบบทดสอบดังกล่าวศึกษาได้จากหัวข้อที่ 6.4.4) การทดสอบแบ่งออกเป็นสองลักษณะ ได้แก่ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 7.27 จากรูปดังกล่าวเป็นการนำเสนอผลการทดสอบในช่วงเวลาดังแต่ 0.44 ถึง 0.58 วินาที และกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา ซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 7.28 โดยที่การทดสอบในกรณีดังกล่าวได้ถูกนำเสนอในช่วงเวลา 1.44 ถึง 1.58 วินาที ผลการทดสอบจากรูปที่ 7.27 และ 7.28 สังเกตได้ว่า แรงดันที่แหล่งจ่าย ( $v_{su}$ ) ของระบบทดสอบที่สามมีรูปสัญญาณผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และมีลักษณะไม่สมดุล ผลทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงพิจารณาได้จากรูปสัญญาณ  $\sum V_{dc}$  และ  $\Delta V_{dc}$  ซึ่งผลปรากฏว่า รูปสัญญาณดังกล่าวให้ผลตอบสนองตามที่ผู้วิจัยได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่ากระแสโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้น ตัวควบคุมพีไอในส่วนของการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงจึงมีสมรรถนะการควบคุมที่ดี ภายหลังจากการฉีดกระแสชดเชย ( $i_{cu}$ ) พบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ ) กลับมามีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณากระแสโหลดเพิ่มขึ้น และกระแสโหลดลดลง เท่ากับ 2.61 2.81 และ 2.78 ตามลำดับ กระแสที่แหล่งจ่ายสามเฟสยังคงอยู่ในสถานะสมดุล โดยพิจารณาได้จากค่า  $\%CUF$  ที่นำเสนอในตารางที่ 7.8 นอกจากนี้ ค่า  $PF$  ได้รับการปรับปรุง โดยที่ก่อนการชดเชย  $PF$  มีค่า เท่ากับ 0.94 และค่า

$PF$  ภายหลังการชดเชยมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง กระแสที่แหล่งจ่ายก่อน และหลังการชดเชยถูกนำไปวิเคราะห์สเปกตรัม ดังรูปที่ 7.29



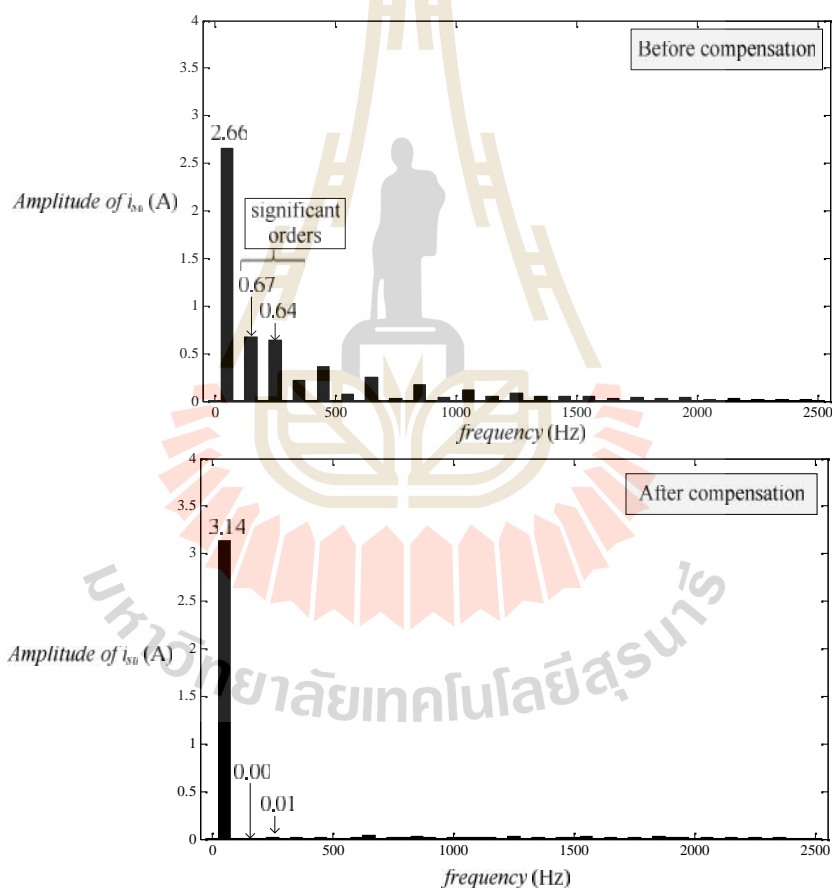
รูปที่ 7.27 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 3)



รูปที่ 7.28 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 3)

ตารางที่ 7.8 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ สำหรับระบบทดสอบที่ 3

สภาวะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$	$\%THD_{av}$	$\%CUF$	$PF$
กระแสโหลดที่พิจารณา	31.37	0.00	0.94	2.61	0.53	0.99
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	30.65	0.00	0.94	2.81	0.45	1.00
กระแสโหลดลดลง	32.17	0.00	0.94	2.78	0.88	0.99

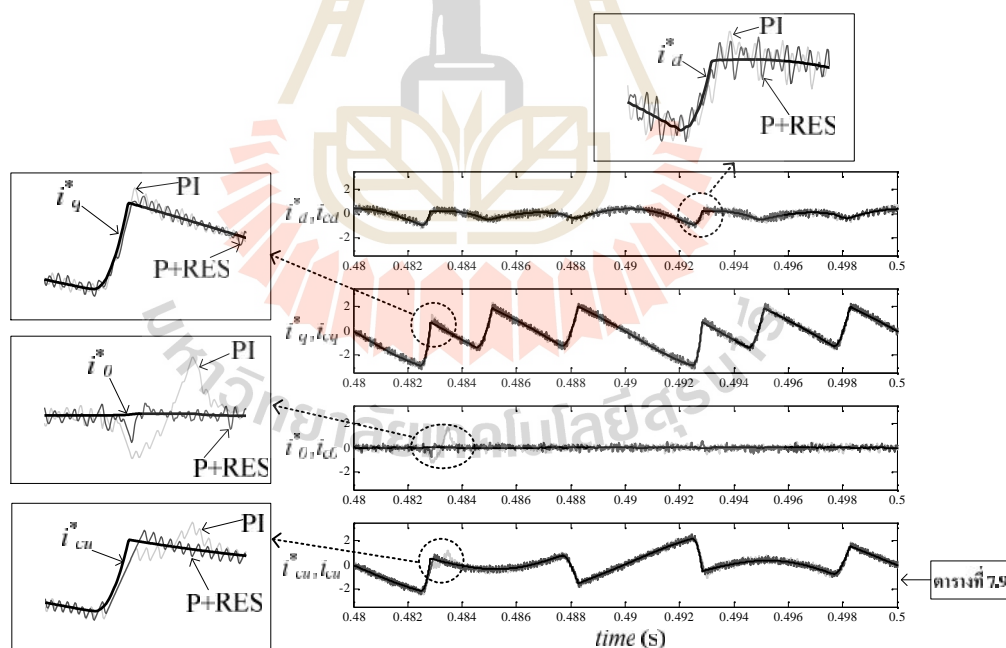


รูปที่ 7.29 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 3 (เฟส  $u$ )

จากรูปที่ 7.29 กรณีก่อนการชดเชย พบว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏที่มีความถี่มูลฐาน และความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่าง ๆ จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การใช้งานโหลดแบบสมดุลแต่กลับตรวจพบฮาร์มอนิกแบบแบบทริเพิล (150 และ 450 เฮิรตซ์) ทั้งนี้เนื่องจาก แหล่งจ่ายแรงดันที่ต่อ

เข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นมีลักษณะไม่อุดมคติ จึงส่งผลให้อันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม เมื่อเปรียบเทียบกับระบบทดสอบที่หนึ่ง อย่างไรก็ตาม ผู้ใช้งานสามารถปรับความถี่เรโซแนนซ์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ให้ตรงตามความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญได้ เพื่อให้ได้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ซึ่งภายหลังจากวงจรกรองกำลังแอกทีฟฟีดแบ็คกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ พบว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน ในส่วนของความถี่ฮาร์มอนิกปรากฏปริมาณ  $i_{su}$  เพียงเล็กน้อย

ผลทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์แสดงได้ ดังรูปที่ 7.30 รูปดังกล่าวแสดงผลการควบคุมกระแสชดเชย ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบกันระหว่างตัวควบคุมพีไอกับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ ผลการทดสอบปรากฏว่า รูปสัญญาณ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ที่ได้จากตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  และ  $i_0^*$  ได้มากกว่ารูปสัญญาณ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ที่ได้จากตัวควบคุมพีไอ อีกทั้งยังสังเกตได้ว่า ในช่วงที่มีอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงของรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงสูง กระแสชดเชยที่ได้จากตัวควบคุมพีไอจะมีลักษณะแกว่งไกวมากกว่าตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์



รูปที่ 7.30 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ (ระบบทดสอบที่ 3)

ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยจากตัวควบคุมทั้งสองพิจารณาได้จากดัชนีชี้วัดของค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ดังตารางที่ 7.9 ผลจากตารางดังกล่าวอธิบายได้ว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ให้ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 เท่ากับ 1.41 และ 0.27 ตามลำดับ และให้ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 เท่ากับ 0.06 และ 0.07 ตามลำดับ ผลการทดสอบดังกล่าว ยังพบว่า ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  จากตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์มีค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับตัวควบคุมพีไอ โดยที่ตัวควบคุมพีไอให้ค่า  $\%err_{mag}$  กับ  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เท่ากับ 2.13 กับ 0.37 และ 2.52 กับ 1.11 ตามลำดับ ผลทดสอบดังกล่าวชี้ให้เห็นว่าตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์มีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบทดสอบที่สาม

ตารางที่ 7.9 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 3

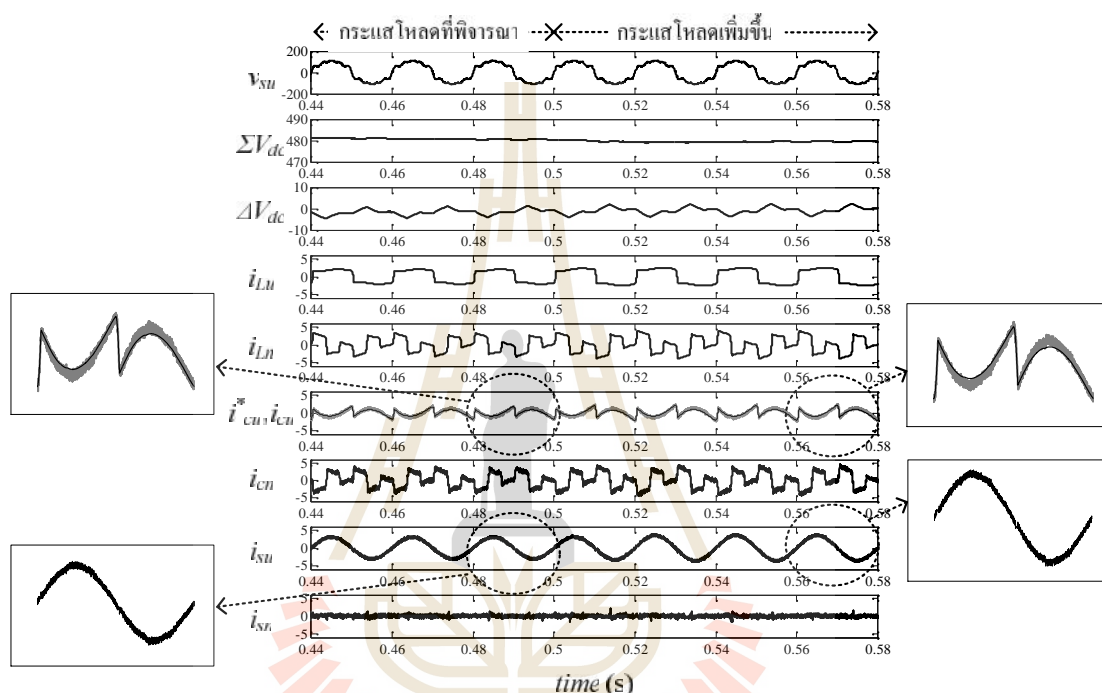
อันดับ ฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$			
	ขนาด	มุมเฟส	ตัวควบคุม P+RES		ขนาด ( $\%err_{mag}$ )		มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )	
					PI	P+RES	PI	P+RES
			ขนาด	มุมเฟส				
3	0.6539	164.3°	0.6447	163.2	2.13	1.41	0.37	0.27
5	0.6480	143.6°	0.6476	143.5	2.52	0.06	1.11	0.07

#### 7.3.4 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กับระบบทดสอบที่ 4

การกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่สี่ยังคงพิจารณากับกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ แต่ระบบดังกล่าวแตกต่างจากระบบทดสอบที่สาม คือ การพิจารณาต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่มีลักษณะไม่สมดุล (รายละเอียดของระบบทดสอบที่สี่อ้างอิงได้จากหัวข้อที่ 6.4.5) การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกยังคงพิจารณาเป็นสองช่วง ช่วงแรก คือ กรณีเพิ่มกระแสโหลดจากกระแสโหลดที่พิจารณา ช่วงที่สอง คือ กรณีลดกระแสโหลดจากกระแสโหลดที่พิจารณา ผลการทดสอบทั้งสองช่วงแสดงได้ ดังรูปที่ 7.31 และ 7.32 ตามลำดับ การอธิบายผลทดสอบในส่วนนี้ได้ยกตัวอย่างกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ซึ่งพบว่า การต่อแหล่งจ่ายแรงดัน



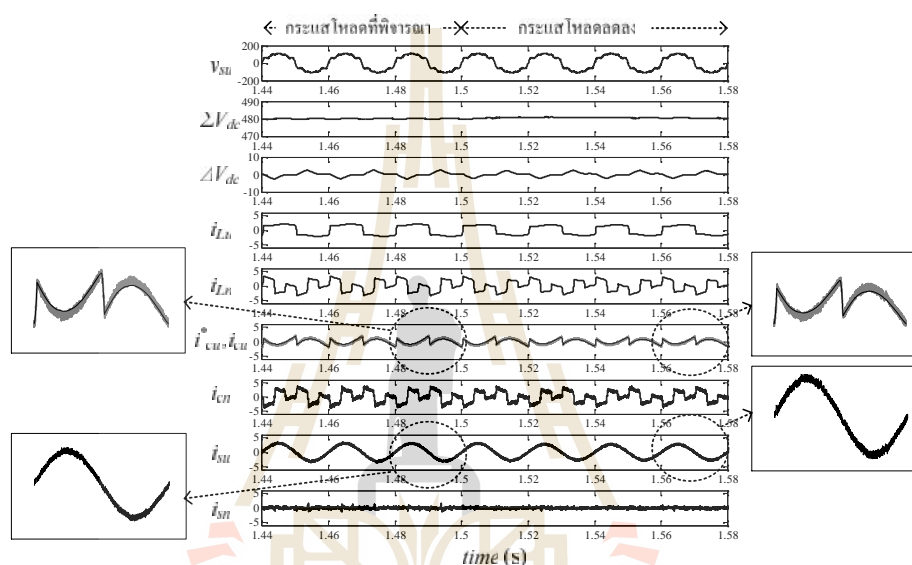
เข้ากับโหลดที่มีลักษณะไม่สมดุล ทำให้ปรากฏกระแสนิวทรัลที่แหล่งจ่าย โดยที่กระแสดังกล่าวมีรูปสัญญาณเช่นเดียวกับกระแสนิวทรัลที่โหลด ( $i_{Ln}$ ) โดยที่ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 17.48 รวมถึงการต่อแหล่งจ่ายแรงดันเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้กระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์เช่นเดียวกับรูปสัญญาณกระแสโหลด ( $i_{Lu}$ ) โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 37.22 ในขณะที่ผลการใช้งานโหลดลักษณะดังกล่าว ทำให้ค่า  $PF$  ของระบบก่อนการชดเชยมีค่าเท่ากับ 0.82



รูปที่ 7.31 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น (ระบบทดสอบที่ 4)

ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ ) มีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์ โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 3.42 รูปสัญญาณกระแสนิวทรัลที่แหล่งจ่าย ( $i_{sn}$ ) มีลักษณะใกล้เคียงศูนย์ โดยที่ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 1.00 นอกจากนี้ ค่าตัวประกอบกำลังได้รับการปรับปรุงไปพร้อมกับการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบ โดยที่ค่า  $PF$  เท่ากับ 0.99 ผลการทดสอบในกรณีที่กระแสโหลดเพิ่มขึ้นและลดลงได้ถูกนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 7.10 ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง พบว่า รูปสัญญาณ  $\Sigma V_{dc}$  มีลักษณะคงที่ตามการออกแบบของผู้วิจัย ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด รูปสัญญาณ  $\Delta V_{dc}$  ยังคงมีลักษณะแกว่งไกวเล็กน้อย

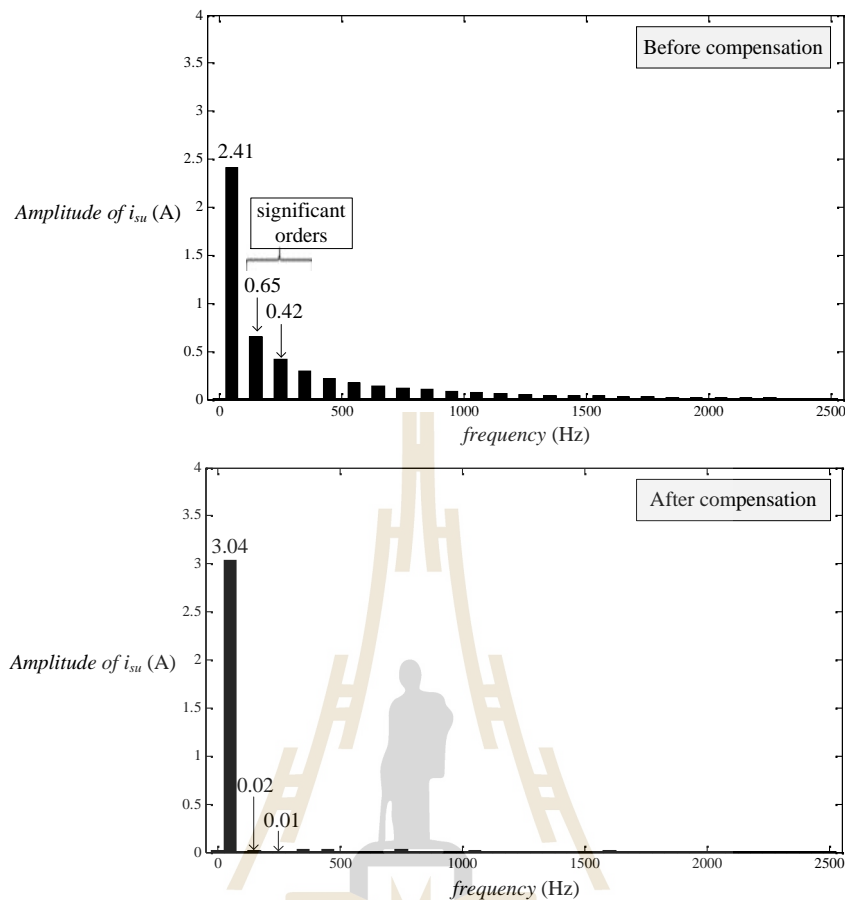
และมีค่าใกล้เคียงศูนย์ ผลดังกล่าวหมายความว่าค่า  $V_{dc,1}$  และ  $V_{dc,2}$  ได้รับการควบคุมให้อยู่ในสถานะสมดุล การตรวจวัดสเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งก่อนและหลังการชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 7.33 จากรูปสังเกตได้ว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ก่อนการชดเชย ประกอบด้วย ปริมาณที่ความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์มอนิก โดยที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 5 มีนัยสำคัญมากที่สุดในระบบ ตามลำดับ ซึ่งภายหลังการชดเชย พบว่า ปริมาณ  $i_{su}$  ปรากฏที่ความถี่มูลฐาน และปริมาณดังกล่าวยังคงปรากฏที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 7.32 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีกระแสโหลดลดลง (ระบบทดสอบที่ 4)

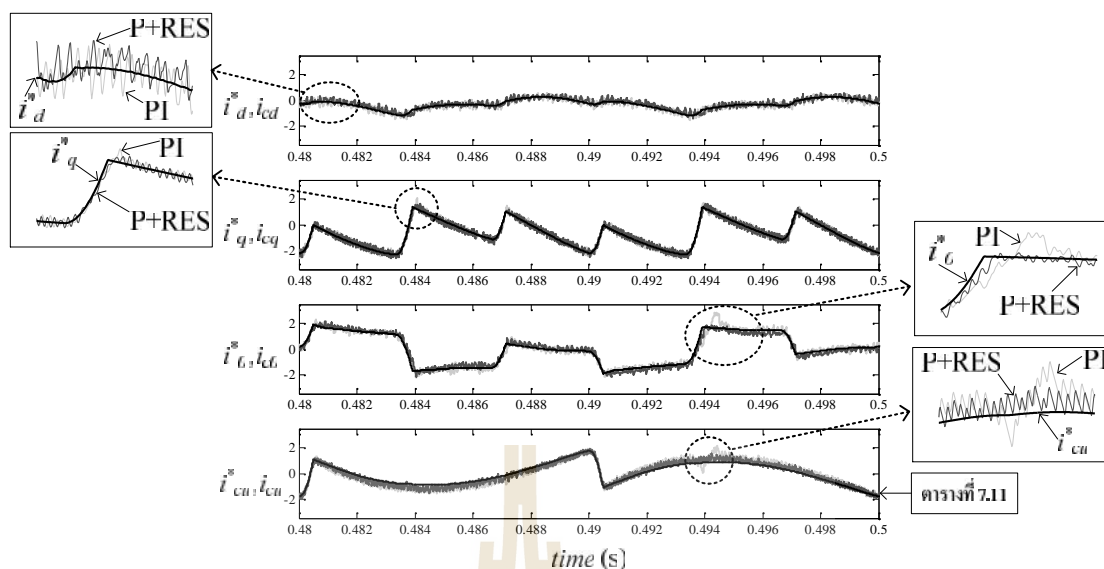
ตารางที่ 7.10 ค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์สำหรับระบบทดสอบที่ 4

สถานะของโหลด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}$ )					
	ก่อนการชดเชย			ภายหลังการชดเชย		
	% $THD_{av}$	% $CUF$	$PF$	% $THD_{av}$	% $CUF$	$PF$
กระแสโหลดที่พิจารณา	37.22	17.48	0.82	3.42	1.00	0.99
กระแสโหลดเพิ่มขึ้น	37.85	17.55	0.81	3.46	1.05	0.99
กระแสโหลดลดลง	36.32	19.09	0.82	2.90	1.32	0.99



รูปที่ 7.33 สเปกตรัมของกระแสที่แหล่งจ่าย สำหรับระบบทดสอบที่ 4 (เฟส  $u$ )

ผลทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ระหว่างตัวควบคุมพีไอกับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์แสดงได้ ดังรูปที่ 7.34 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า สัญญาณ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  และ  $i_0^*$  อย่างไรก็ตาม ในช่วงที่รูปสัญญาณกระแสอ้างอิงมีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูง พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ที่ได้จากตัวควบคุมพีไอจะมีลักษณะแกว่งไกวที่สูง ซึ่งส่งผลให้ในช่วงดังกล่าว กระแสชดเชยบนแกนสามเฟส ( $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$ ,  $i_{cw}$ ) มีลักษณะไม่คล้ายตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงสามเฟส ( $i_{cu}^*$ ,  $i_{cv}^*$ ,  $i_{cw}^*$ ) แต่ในทางกลับกัน รูปสัญญาณ  $i_{cd}$ ,  $i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ที่ได้จากตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณ  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  และ  $i_0^*$  ที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยแสดงไว้ ดังตารางที่ 7.11



รูปที่ 7.34 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (ระบบทดสอบที่ 4)

ตารางที่ 7.11 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ กรณีเฟส  $u$  สำหรับระบบทดสอบที่ 4

อันดับ ฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )		กระแสชดเชย ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$			
	ขนาด	มุมเฟส	ตัวควบคุม P+RES		ขนาด ( $\%err_{mag}$ )		มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )	
			ขนาด	มุมเฟส	PI	P+RES	PI	P+RES
3	0.6678	-12.15°	0.6674	-10.45°	5.26	0.06	18.52	13.99
5	0.4172	-24.53°	0.4122	-26.21°	8.17	1.20	9.30	6.85

ผลจากตารางที่ 7.11 พบว่า ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 สำหรับกรณีตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ มีค่า เท่ากับ 0.06 และ 13.99 ตามลำดับ รวมถึง ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 มีค่า เท่ากับ 1.20 และ 6.85 ตามลำดับ ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  ดังกล่าวมีค่าน้อยกว่ากรณีใช้ตัวควบคุมพีไอ ซึ่งหมายความว่า รูป

สัญญาณกระแสชดเชยที่ได้จากตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์มีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงมากกว่ากรณีใช้ตัวควบคุมพีไอ โดยที่ตัวควบคุมพีไอให้ค่า  $\%err_{mag}$  กับ  $\%err_{phase}$  ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3 และ 5 เท่ากับ 5.26 กับ 18.52 และ 8.17 กับ 9.30 ตามลำดับ

## 7.4 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ ตัวควบคุมดังกล่าวมีจุดเด่น คือ สามารถเลือกความถี่เรโซแนนซ์ให้ตรงกับความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบทดสอบที่พิจารณา ดังนั้น ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์จึงให้สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวได้รับการออกแบบด้วยวิธีทางดิจิทัลโดยตรงเช่นเดียวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ได้นำเสนอไว้ในบทนี้ เกณฑ์ความมีเสถียรภาพถูกนำมาใช้เพื่อหาขอบเขตของค่าพารามิเตอร์ในระบบควบคุมกระแสชดเชย การทราบขอบเขตของค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญอย่างมาก เนื่องจากการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ไม่เหมาะสม จะส่งผลต่อสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชย ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ที่ได้รับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตามแนวทางที่ผู้วิจัยนำเสนอถูกนำมาทดสอบสมรรถนะกับระบบกักจัดฮาร์มอนิก ผ่านการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป ผลการทดสอบกับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ พบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ให้สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ โดยพิจารณาได้จากดัชนีชี้วัดค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  การควบคุมกระแสชดเชยที่ดีได้ส่งผลทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีสมรรถนะการกักจัดฮาร์มอนิกที่ดี โดยพิจารณาได้จากค่าดัชนีชี้วัด  $\%THD_{av}$ ,  $\%CUF$  และ  $PF$  ตามลำดับ

## บทที่ 8

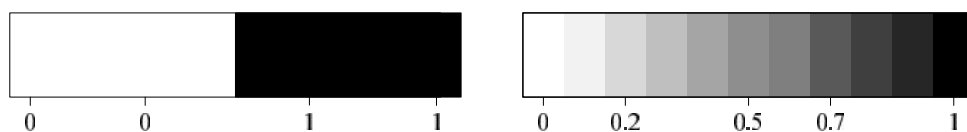
### ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว

#### 8.1 บทนำ

พฤติกรรมการปรับเปลี่ยนโหลดไม่เป็นเชิงเส้นโดยผู้ใช้ไฟฟ้า อาจส่งผลให้อันดับฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญเกิดการเปลี่ยนแปลง เหตุการณ์ดังกล่าวทำให้จำเป็นต้องปิดระบบการกำจัดฮาร์มอนิก และทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ชุดใหม่ให้กับตัวควบคุม ทั้งนี้เพื่อให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟยังคงมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี อย่างไรก็ตาม การกระทำดังกล่าวก่อให้เกิดผลกระทบ เช่น วงจรกรองกำลังแอกทีฟทำการฉีดกระแสชดเชยได้ไม่ต่อเนื่อง และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ชุดใหม่สำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ที่มีความซับซ้อน นอกจากนี้ หากโหลดที่เปลี่ยนแปลง และก่อให้เกิดฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในตำแหน่งอื่น ๆ เพิ่มเติม ตัวควบคุมดังกล่าวควรได้รับการปรับเทอมเรโซแนนซ์ใหม่เพื่อให้ได้สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดี (Lenwari and et al., 2006) ซึ่งในทางปฏิบัติพบว่า กลไกการปรับเพิ่มเทอมเรโซแนนซ์จำเป็นต้องใช้เวลาในการประมวลผลเพิ่มขึ้น และมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ซับซ้อนมากยิ่งขึ้น จากปัญหาทั้งหมดข้างต้น ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว โดยอาศัยตัวควบคุมฟัซซีลอจิก (Zadeh L. A., 1965) เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสชดเชยร่วมกับตัวควบคุมหลัก หลักการและความสำคัญของฟัซซีลอจิกได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 8.2 จากนั้นผู้วิจัยจะได้นำเสนอกลไกการทำงาน และการออกแบบโครงสร้างของตัวควบคุมฟัซซีลอจิกในหัวข้อที่ 8.3 และ 8.4 ตามลำดับ หัวข้อที่ 8.5 แสดงผลการกำจัดฮาร์มอนิกกับระบบทดสอบที่พิจารณา โดยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป ซึ่งผลดังกล่าวยืนยันได้ว่า ตัวควบคุมที่ถูกพัฒนาขึ้นมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดี ถึงแม้ว่าโหลดจะถูกปรับเปลี่ยนไปจากเดิม

#### 8.2 ฟัซซีลอจิก

ฟัซซีลอจิก คือ ตรรกะหลายระดับที่สามารถอธิบายด้วยค่าระดับความเป็นสมาชิก (degree of membership) โดยมีความแตกต่างจากตรรกะทวิภาค (binary logic) ตรรกะแบบฟัซซีและทวิภาคสามารถแสดงด้วยค่าความเป็นสมาชิก ดังรูปที่ 8.1 รูปดังกล่าว สังกัดได้ว่า ค่าความเป็นสมาชิกของตรรกะทวิภาค ประกอบด้วย ค่าศูนย์ และหนึ่ง แต่ตรรกะแบบฟัซซีจะมีค่าระดับความเป็นสมาชิกตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง ดังนั้น ตรรกะแบบฟัซซีจึงมีความยืดหยุ่นกว่าตรรกะทวิภาค

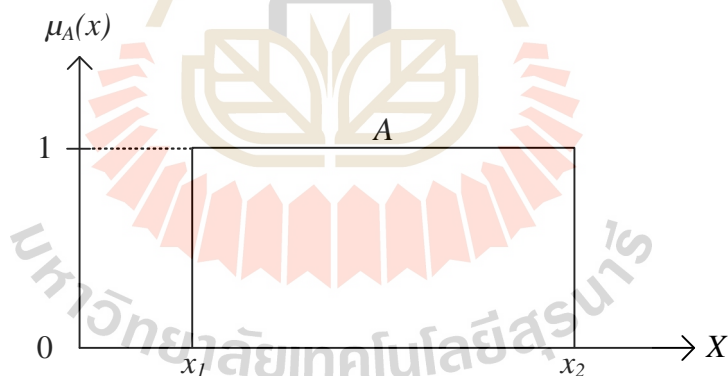


(ก) ตรรกะทวิภาค

(ข) ตรรกะแบบฟัซซี

รูปที่ 8.1 ค่าความเป็นสมาชิก

ตรรกะทวิภาคและตรรกะแบบฟัซซี เมื่อพิจารณาในลักษณะของกลุ่มข้อมูล จะสามารถเรียกเป็นเซตทวินัย (crisp set) และฟัซซีเซต (fuzzy set) ตามลำดับ เซตทวินัย คือ เซตที่มีการแบ่งค่าขอบเขตความเป็นสมาชิกอย่างชัดเจน ซึ่งมีค่าความเป็นสมาชิก คือ 0 กับ 1 ลักษณะของเซตทวินัยแสดงได้ ดังรูปที่ 8.2 จากรูปดังกล่าว อธิบายได้ว่า ค่าความเป็นสมาชิกของเซต  $A$  มีค่าเท่ากับ 1 ก็ต่อเมื่อตัวแปร  $x$  อยู่ในช่วง  $x_1$  ถึง  $x_2$  ตัวแปร  $x$  ที่อยู่นอกช่วงดังกล่าวให้ค่าความเป็นสมาชิก เท่ากับ 0 เซตทวินัยสามารถนิยามได้ ดังสมการที่ (18.1) โดยที่  $\sim_A(x)$  คือ ฟังก์ชันสมาชิก (membership function)



รูปที่ 8.2 เซตทวินัย

$$\sim_A(x) : X \mapsto \{0,1\} \quad (8.1)$$

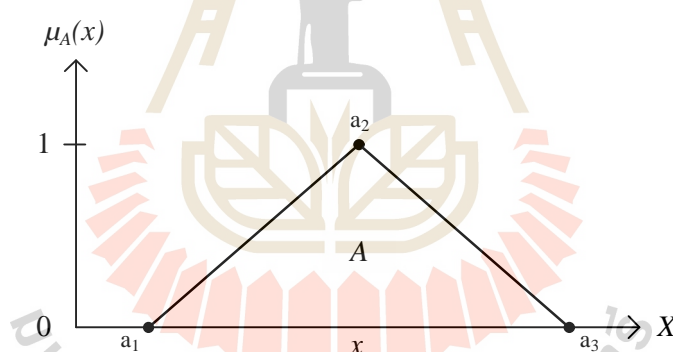
$$\text{โดยที่ } \sim_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \in A \\ 0 & \text{if } x \notin A \end{cases}$$



ฟังก์ชันเซต คือ เซตที่มีค่าขอบเขตความเป็นสมาชิกแบบคลุมเครือ เซตดังกล่าวให้ค่าความเป็นสมาชิกหลายระดับตั้งแต่ 0 ถึง 1 ระดับของค่าความเป็นสมาชิกสำหรับฟังก์ชันเซตขึ้นอยู่กับรูปแบบของฟังก์ชันสมาชิก ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวมีรูปแบบที่หลากหลาย ตัวอย่างเช่น ฟังก์ชันรูปทรงสามเหลี่ยม (triangular membership function) หรือเรียกว่า ฟังก์ชัน trimf ฟังก์ชันรูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมู (trapezoidal membership function) หรือเรียกว่า ฟังก์ชัน trapmf ฟังก์ชันรูปทรงระฆังคว่ำ (generalized bell membership function) หรือเรียกว่า ฟังก์ชัน gbellmf และฟังก์ชันรูปทรงเอ็กซ์โพเนนเชียล (gaussian membership function) หรือเรียกว่า ฟังก์ชัน gaussmf เป็นต้น ฟังก์ชันสมาชิกในแต่ละรูปแบบสามารถอธิบายเพิ่มเติมได้ ดังนี้

- ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสามเหลี่ยม (ฟังก์ชัน trimf)

ฟังก์ชัน trimf แสดงได้ ดังรูปที่ 8.3 ฟังก์ชันดังกล่าว ประกอบด้วย ค่าพารามิเตอร์สำคัญ 3 ตำแหน่ง ได้แก่ ตำแหน่ง  $a_1$ ,  $a_2$  และ  $a_3$  ค่าความเป็นสมาชิกของเซต  $A$  ที่ตำแหน่ง  $x$  ใด ๆ สามารถพิจารณาได้เป็น 5 ช่วง แต่ละช่วงนิยามได้ ดังสมการที่ (8.2)

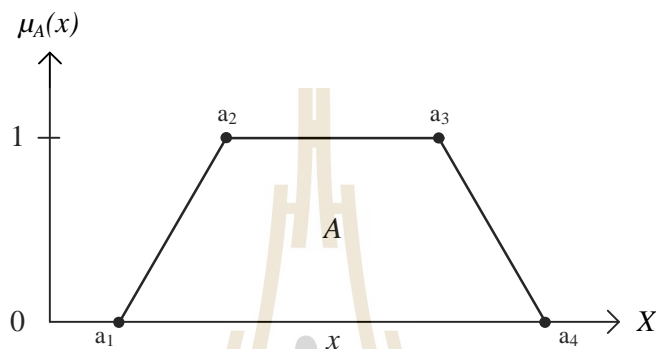


รูปที่ 8.3 ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสามเหลี่ยม

$$\mu_A(x; a_1, a_2, a_3) = \text{trimf}(x, [a_1 \ a_2 \ a_3]) = \begin{cases} 0 & ; x \leq a_1 \\ (x - a_1)/(a_2 - a_1) & ; a_1 < x < a_2 \\ 1 & ; x = a_2 \\ (a_3 - x)/(a_3 - a_2) & ; a_2 < x < a_3 \\ 0 & ; x \geq a_3 \end{cases} \quad (8.2)$$

- ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมู (ฟังก์ชัน *trapmf*)

ฟังก์ชัน *trapmf* ประกอบด้วย ค่าพารามิเตอร์สำคัญ 4 ตำแหน่ง ได้แก่ ตำแหน่ง  $a_1$   $a_2$   $a_3$  และ  $a_4$  ดังรูปที่ 8.4 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่าความเป็นสมาชิกของเซต  $A$  ถูกกำหนดตามฟังก์ชัน *trapmf* ค่าความเป็นสมาชิกถูกแบ่งออกเป็น 5 ช่วงเช่นเดียวกับฟังก์ชัน *trimf* การคำนวณค่าความเป็นสมาชิกของเซต  $A$  ในแต่ละช่วงแสดงได้ ดังสมการที่ (8.3)

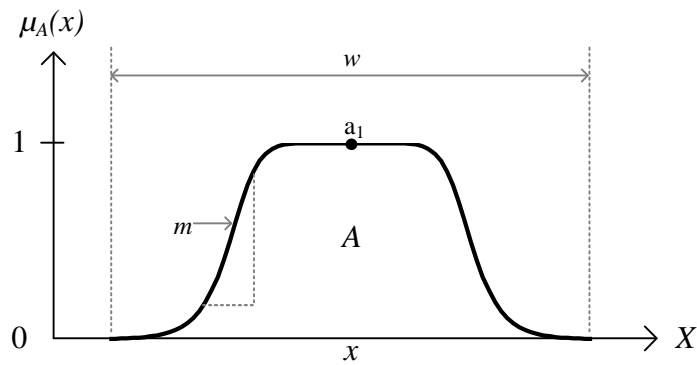


รูปที่ 8.4 ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมู

$$\mu_A(x; a_1, a_2, a_3, a_4) = \text{trapmf}(x, [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4]) = \begin{cases} 0 & ; x \leq a_1 \\ (x - a_1)/(a_2 - a_1) & ; a_1 < x < a_2 \\ 1 & ; a_2 \leq x \leq a_3 \\ (a_4 - x)/(a_4 - a_3) & ; a_3 < x < a_4 \\ 0 & ; x \geq a_4 \end{cases} \quad (8.3)$$

- ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงระฆังคว่ำ (ฟังก์ชัน *gbellmf*)

ฟังก์ชัน *gbellmf* แสดงได้ ดังรูปที่ 8.5 ค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชันดังกล่าว ประกอบด้วย ค่า  $m$  ค่า  $w$  และตำแหน่ง  $a_1$  จากรูปดังกล่าว พบว่า ค่า  $w$  ทำหน้าที่ กำหนดความกว้างของรูปสัญญาณ ค่า  $m$  ทำหน้าที่ กำหนดความชันให้กับรูปสัญญาณ และค่าตำแหน่ง  $a_1$  ทำหน้าที่ ระบุตำแหน่งจุดกึ่งกลางของรูปสัญญาณ การคำนวณค่าความเป็นสมาชิกของเซต  $A$  ที่ตำแหน่ง  $x$  ใด ๆ สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (8.4)

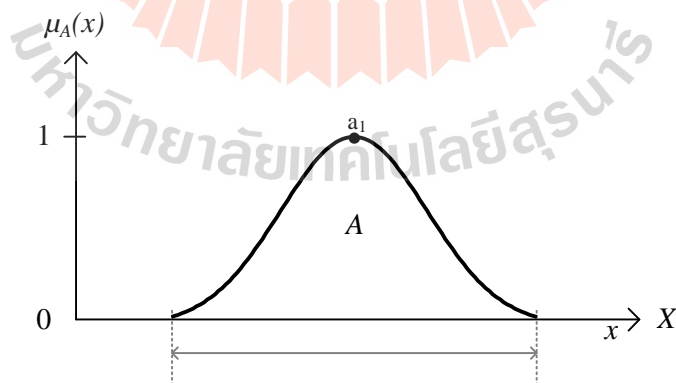


รูปที่ 8.5 ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงระฆังคว่ำ

$$\sim_A(x; w, m, a_1) = \text{gbellmf}(x, [w \ m \ a_1]) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - a_1}{w} \right|^{2m}} \quad (8.4)$$

- ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงเกาส์เซียน (ฟังก์ชัน *gaussmf*)

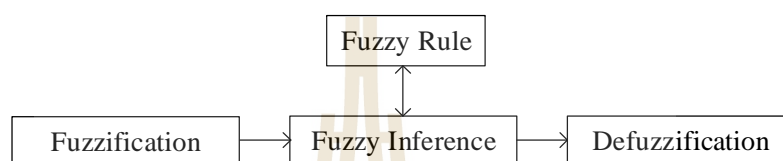
รูปสัญญาณของฟังก์ชัน *gaussmf* แสดงได้ ดังรูปที่ 8.6 ค่าพารามิเตอร์สำหรับฟังก์ชัน *gaussmf* ประกอบด้วย ค่า และตำแหน่ง  $a_1$  จากรูปดังกล่าว ค่า ทำหน้าที่ กำหนดความกว้างของรูปสัญญาณ และตำแหน่ง  $a_1$  ทำหน้าที่ กำหนดตำแหน่งจุดกึ่งกลางของรูปสัญญาณ ค่าความเป็นสมาชิกของเซต  $A$  สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (8.5)



รูปที่ 8.6 ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงเกาส์เซียน

$$\sim_A(x; , a_1) = \text{gaussmf}(x, [ a_1]) = e^{\frac{-(x-a_1)^2}{2^2}} \quad (8.5)$$

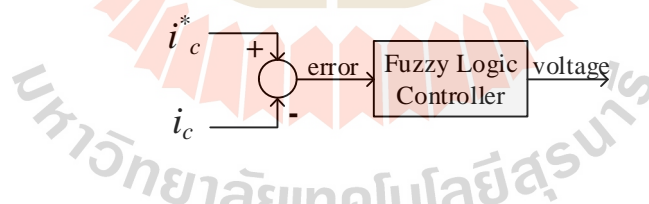
คุณลักษณะต่าง ๆ ของฟังก์ชันสมาชิกที่นำเสนอในข้างต้น ทำให้ฟัซซี่ลอจิกเหมาะแก่การใช้งานกับระบบที่มีความคลุมเครือ กล่าวคือ ระบบที่มีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตแบบไม่เป็นเชิงเส้น ฟัซซี่ลอจิกมีกระบวนการทำงานแบ่งออกเป็นสี่ส่วน ดังรูปที่ 8.7 ซึ่งประกอบด้วย การทำฟัซซี่ (fuzzification) กฎของฟัซซี่ (fuzzy rule) การอนุมานฟัซซี่ (fuzzy inference) และการทำให้ฟัซซี่ (defuzzification) กระบวนการในแต่ละส่วนได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 8.2.1 ถึง 8.2.4 ตามลำดับ



รูปที่ 8.7 โครงสร้างฟัซซี่ลอจิก

### 8.2.1 การทำฟัซซี่

การทำฟัซซี่ คือ กระบวนการแปลงค่าอินพุตของฟัซซี่ลอจิกให้มีค่าความเป็นสมาชิกในรูปแบบของตัวแปรภาษา (linguistic variables) ยกตัวอย่างการกำหนดค่าเชิงภาษา และตัวแปรภาษาขึ้นพื้นฐานสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย ดังรูปที่ 8.8



รูปที่ 8.8 ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยฟัซซี่ลอจิก

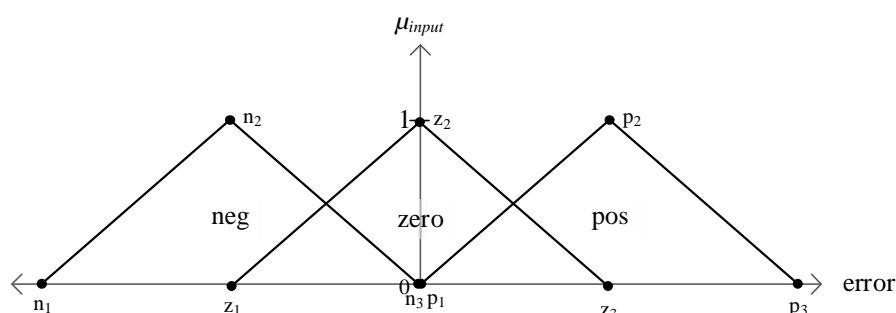
จากรูปที่ 8.8 สังเกตได้ว่า ค่าผิดพลาด (error) ระหว่างค่ากระแสอ้างอิง ( $i_c^*$ ) และค่ากระแสชดเชย ( $i_c$ ) ( $\text{error} = i_c^* - i_c$ ) ถูกใช้เป็นค่าอินพุตให้กับตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก ค่าอินพุตที่พิจารณาสามารถอธิบายเป็นค่าเชิงภาษา และตัวแปรภาษา ดังตารางที่ 8.1 จากตารางดังกล่าว อธิบายได้ว่า อินพุต error เป็นตัวแปรภาษา ที่ทำให้ได้เซต pos zero หรือ neg ตามเงื่อนไขที่ระบุ ยกตัวอย่างเช่น หากกรณีกระแสอ้างอิงมีค่ามากกว่ากระแสชดเชย จะได้ว่า อินพุต error ให้ค่าตามเซต pos เป็นต้น ค่าความเป็นสมาชิกของเซต pos zero และ neg ถูกกำหนดตามฟังก์ชันสมาชิกที่

ออกแบบ (trimf, trapmf, gbellmf, gaussmf) นอกจากนี้ แรงดันเอาต์พุต (voltage) คือ ตัวแปรภาษาที่ประกอบด้วย ค่าเชิงภาษาจำนวน 3 เซต คือ inc cons และ dec

ตารางที่ 8.1 ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา

ระบบ	ชื่อตัวแปร	ความหมาย	เซต (ค่าตัวแปร)	ความหมาย
อินพุต	error	ค่าผิดพลาด	pos (positive)	ค่า $i_c$ น้อยกว่าค่า $i_c^*$ ( $i_c < i_c^*$ )
			zero (zero)	ค่า $i_c$ เท่ากับค่า $i_c^*$ ( $i_c = i_c^*$ )
			neg (negative)	ค่า $i_c$ มากกว่าค่า $i_c^*$ ( $i_c > i_c^*$ )
เอาต์พุต	voltage	แรงดันเอาต์พุต	inc (increase)	เพิ่มขึ้น
			cons (constant)	คงที่
			dec (decrease)	ลดลง

ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 8.9 โดยที่กำหนดเซต pos zero และ neg ให้มีรูปทรงตามฟังก์ชัน trimf จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า แต่ละเซต ประกอบด้วย ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญสามตำแหน่ง พารามิเตอร์สำหรับเซต pos คือ ตำแหน่ง  $p_1$ ,  $p_2$  และ  $p_3$  พารามิเตอร์สำหรับเซต zero คือ ตำแหน่ง  $z_1$ ,  $z_2$  และ  $z_3$  และพารามิเตอร์สำหรับเซต neg คือ ตำแหน่ง  $n_1$ ,  $n_2$  และ  $n_3$  การหาค่าความเป็นสมาชิกอาศัยการดำเนินการของเซต (set operations) ซึ่งคือ ขั้นตอนการประเมินว่าตัวแปรสมาชิกอยู่ในเซตที่พิจารณาหรือไม่ อย่างไรก็ตาม ปฏิบัติการในฟัซซีเซต (fuzzy set operations) มีแนวทางการประเมินว่าตัวแปรสมาชิกอยู่ในเซตด้วย ค่าความเป็นสมาชิกเท่าไร ตัวปฏิบัติการทางเซตพื้นฐาน ประกอบด้วย ยูเนียน (union) อินเตอร์เซกชัน (intersection) ส่วนเติมเต็ม (complement) และเซตย่อย (subset) รายละเอียดแต่ละตัวปฏิบัติการสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ (อาทิตย์ ศรีแก้ว, 2552)



รูปที่ 8.9 ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชย

### 8.2.2 กฎของฟัซซี

กฎของฟัซซี (fuzzy rule) คือ เงื่อนไขเพื่อใช้ดำเนินการทางฟัซซีลอจิก กฎดังกล่าว ถูกกำหนดขึ้นจากความเข้าใจของผู้ออกแบบต่อระบบที่สนใจควบคุม กฎของฟัซซี ประกอบด้วย ประโยคเงื่อนไข (IF) และประโยคปฏิบัติ (THEN) เบื้องต้นได้ยกตัวอย่างการออกแบบกฎของฟัซซีจากระบบควบคุมกระแสชดเชย ตามรูปที่ 8.8 ซึ่งมีเงื่อนไขดังนี้

**เงื่อนไขที่หนึ่ง** หากค่าอินพุต error อยู่ในเซต pos หมายความว่า ค่า  $i_c$  น้อยกว่าค่า  $i_c^*$  ( $i_c < i_c^*$ ) ผู้ออกแบบจะกำหนดให้ระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) มีค่าเพิ่มขึ้นเพื่อให้ค่า  $i_c$  มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุมฟัซซี (voltage) จะต้องถูกปรับให้เพิ่มขึ้น

**เงื่อนไขที่สอง** หากค่าอินพุต error อยู่ในเซต zero หมายความว่า ค่า  $i_c$  ใกล้เคียงกับค่า  $i_c^*$  ผู้ออกแบบจะกำหนดให้ระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) มีค่าคงที่เพื่อให้ค่า  $i_c$  คงที่ ดังนั้น ค่า voltage จะต้องมียกค่าคงที่

**เงื่อนไขที่สาม** หากค่าอินพุต error อยู่ในเซต neg หมายความว่า ค่า  $i_c$  มากกว่าค่า  $i_c^*$  ( $i_c > i_c^*$ ) ผู้ออกแบบจะกำหนดให้ระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) มีค่าลดลงเพื่อให้ค่า  $i_c$  มีแนวโน้มลดลง ดังนั้น ค่า voltage จะต้องถูกปรับให้ลดลง

จากเงื่อนไขข้างต้นสามารถอธิบายเป็นประโยคเงื่อนไข และประโยคปฏิบัติได้ ดังนี้

Rule 1: IF error is pos THEN voltage is inc

Rule 2: IF error is zero THEN voltage is cons

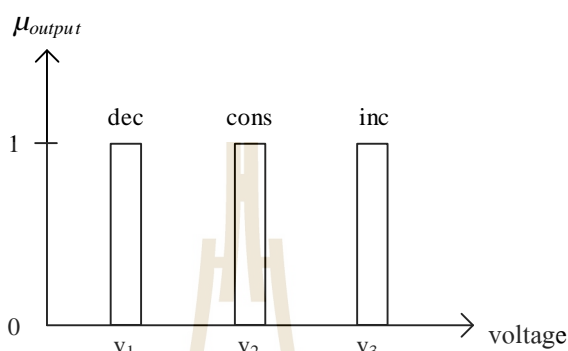
Rule 3: IF error is neg THEN voltage is dec

นอกจากนี้ การตั้งกฎของฟัซซีสามารถพิจารณาได้กับอินพุตและเอาต์พุตที่มากกว่าหนึ่ง การออกแบบกฎของฟัซซีกรณีมีอินพุตการควบคุม 2 ค่าสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในอดีต (ปราชริย์ ประสมศักดิ์, 2553) (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2557)

### 8.2.3 การอนุมานฟัซซี

การอนุมานฟัซซี (fuzzy inference) คือ การส่งค่า (mapping) จากค่าอินพุตเป็นค่าเอาต์พุตของฟัซซีลอจิก การอนุมานฟัซซีที่มีประสิทธิภาพ และนิยมใช้กับงานทางด้านวิศวกรรมมีอยู่สองวิธีการ ได้แก่ วิธี Mamdani และวิธี Takagi - Sugeno เป็นต้น จากผลทดสอบการอนุมานฟัซซีทั้งสองวิธีการกับระบบควบคุมกระแสชดเชย (ทศพร ณรงค์ฤทธิ์, 2557) พบว่า การอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi - Sugeno ให้สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดี และมีความเร็วในการ

ประมวลผล ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกใช้การอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi-Sugeno กับระบบควบคุมกระแสชดเชย การอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi - Sugeno ได้ถูกนำเสนอในปี ค.ศ. 1985 การอนุมานด้วยวิธีการดังกล่าวจะได้ฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงโทน ดังรูปที่ 8.10



รูปที่ 8.10 ฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต gain

รูปที่ 8.10 คือ การยกตัวอย่างฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต ซึ่งอ้างอิงตัวแปรภาษาและค่าเชิงภาษาตามตารางที่ 8.1 โดยที่  $v_1$ ,  $v_2$  และ  $v_3$  คือ ค่าคงที่ในตำแหน่งของเซต dec cons และ inc ตามลำดับ ดังนั้น กฎของฟัซซีตามการอนุมานด้วยวิธี Takagi – Sugeno สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ ดังนี้

Rule 1: IF error is pos THEN voltage is  $v_3$

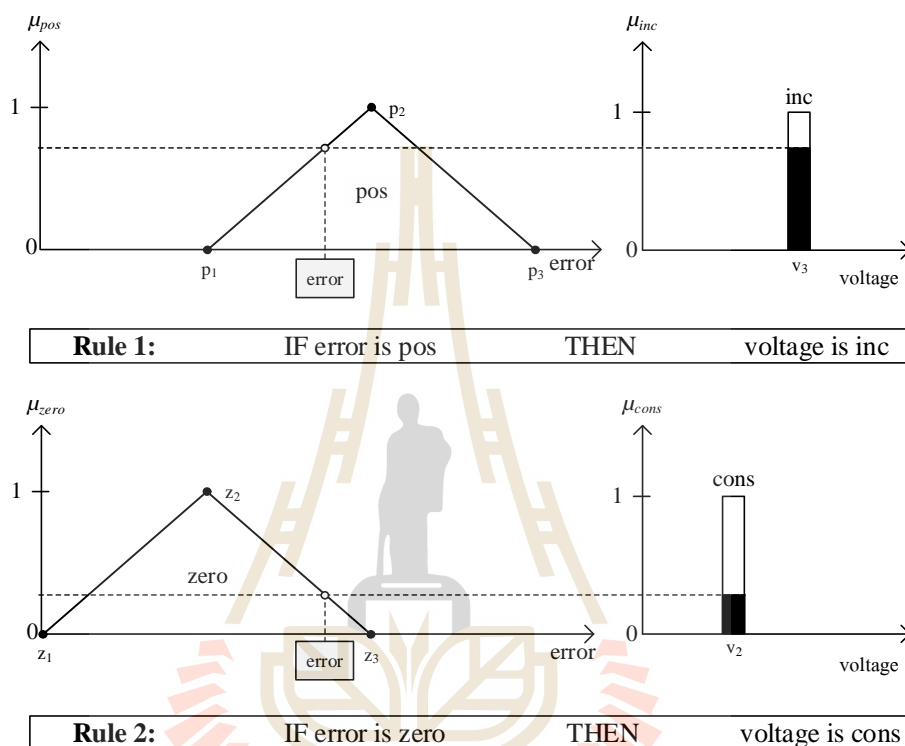
Rule 2: IF error is zero THEN voltage is  $v_2$

Rule 3: IF error is neg THEN voltage is  $v_1$

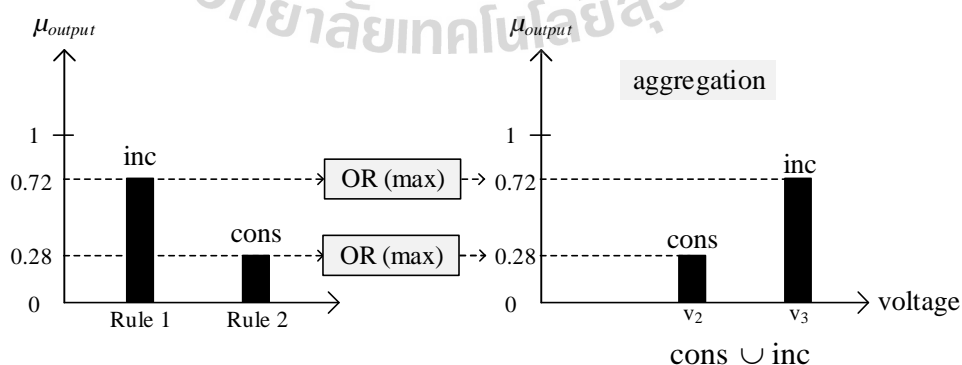
ตัวอย่างการอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi - Sugeno แสดงได้ ดังรูปที่ 8.11 จากรูปดังกล่าว ได้พิจารณาในช่วงที่ค่ากระแส  $i_c$  น้อยกว่า  $i_c^*$  ( $i_c < i_c^*$ ) ซึ่งส่งผลให้ตำแหน่งอินพุต error อยู่ในกฎของฟัซซีข้อที่หนึ่งและสอง ดังนั้น อินพุต error จึงมีค่าความเป็นสมาชิกของอินพุตอยู่ในเซต pos และเซต zero โดยมีระดับของค่าความเป็นสมาชิกในแต่ละเซตขึ้นอยู่กับฟังก์ชัน trimf จากกฎของฟัซซีที่ผู้ออกแบบได้กำหนด ทำให้ได้ค่าความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตอยู่ในเซต inc และเซต cons ค่าระดับความเป็นสมาชิกของเส้นตรงโทนขึ้นอยู่กับระดับค่าความเป็นสมาชิกของอินพุต error สำหรับกรณีอินพุตเดียว แต่ถ้าพิจารณากรณีหลายอินพุต จะได้ว่า เงื่อนไขของแต่ละอินพุตจะถูกประเมินค่าความเป็นสมาชิกด้วยตัวกระทำของฟัซซีเซต เช่น AND หรือ OR เซต inc และเซต cons มีตำแหน่งตรงกับค่าคงที่ เท่ากับ  $v_3$  และ  $v_2$  ตามลำดับ จากนั้นดำเนินการรวมกฎ (aggregation)



ดังรูปที่ 8.12 การรวมกฎมีขั้นตอนสำคัญ 2 ขั้นตอน ขั้นตอนแรก คือ การประมวลค่าความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตสำหรับแต่ละเซต (inc, cons) โดยใช้ตัวกระทำ OR เพื่อหาค่าความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตสูงสุดสำหรับแต่ละเซต ขั้นตอนที่สอง คือ การรวมผลลัพธ์ค่าความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตสำหรับแต่ละเซตเข้าด้วยกันเป็นเซตเดียวด้วยตัวกระทำยูเนียน (union)



รูปที่ 8.11 การอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi - Sugeno



รูปที่ 8.12 การรวมกฎด้วยการอนุมานด้วยวิธี Takagi - Sugeno

### 8.2.4 การทำดีฟัซซี่

การทำดีฟัซซี่ (defuzzification) คือ การแปลงค่าความเป็นสมาชิกของเอาต์พุตให้อยู่ในรูปที่สามารถนำมาใช้งานได้จริง เช่น ค่าแรงดัน ค่าตัวปรับจูน เป็นต้น การทำดีฟัซซี่สำหรับการอนุมานด้วยวิธี Mamdani มีด้วยกันหลายวิธี ได้แก่ วิธีการหาจุดศูนย์ถ่วง (center of gravity) วิธีไบเซกเตอร์ (bisector of area) วิธีหาค่าน้อยสุดของค่าสูงสุด (smallest of maximum) และวิธีหาค่ามากที่สุดของค่าสูงสุด (largest of maximum) และวิธีหาค่าเฉลี่ยของค่าสูงสุด (mean of maximum) เป็นต้น อย่างไรก็ตาม งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการใช้งานฟัซซี่ลอจิกที่มีการอนุมานด้วยวิธี Takagi-Sugeno ดังนั้น การทำดีฟัซซี่ด้วยวิธีค่าน้ำหนักเฉลี่ย (weighted average) หรือเรียกว่าวิธี WA จึงถูกนำมาใช้เพื่อหาค่าเอาต์พุตชัดเจน (crisp value) ให้กับระบบ ค่า WA สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (8.6) โดยที่อ้างอิงผลจากการรวมกฎตามรูปที่ 8.12 และกำหนดให้  $v_2$  และ  $v_3$  ให้มีค่า เท่ากับ 0 และ 50 ตามลำดับ ดังนั้น ผลเฉลี่ยของค่า WA เท่ากับ 36 ซึ่งแสดงฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต voltage ได้ ดังรูปที่ 8.13 ผลดังกล่าว อธิบายได้ว่า ตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิกได้ปรับเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุต (voltage) ให้มีค่า เท่ากับ 36 โวลต์ เพื่อเพิ่มค่ากระแสชดเชย ( $i_c$ ) ให้ใกล้เคียงค่ากระแสอ้างอิง ( $i_c^*$ )

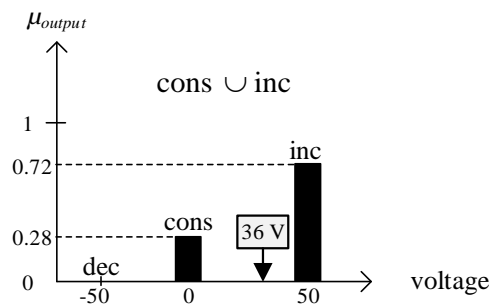
$$WA = \frac{\sum_{m=1}^L \sim(v_m) \times v_m}{\sum_{m=1}^L \sim(v_m)} \quad (8.6)$$

$$= \frac{(\sim(v_2) \times v_2) + (\sim(v_3) \times v_3)}{\sim(v_2) + \sim(v_3)} = \frac{(0.28 \times 0) + (0.72 \times 50)}{0.28 + 0.72} = 36$$

โดยที่ ค่า  $m$  และ  $L$  คือ ตำแหน่งเริ่มต้นและสิ้นสุดของเส้นตรงโทนที่ถูกพิจารณา  
มีค่าเป็นจำนวนเต็ม (1, 2, 3, ...)

ค่า  $v_m$  คือ ค่าคงที่ของเส้นตรงโทนที่ตำแหน่งใด ๆ

ค่า  $\sim(v_m)$  คือ ค่าระดับความเป็นสมาชิกของเส้นตรงโทนที่ตำแหน่ง  $v_m$



### รูปที่ 8.13 ผลเฉลยการทำดีฟิซซี่ด้วยวิธี WA

## 8.3 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ที่มีผลต่อ

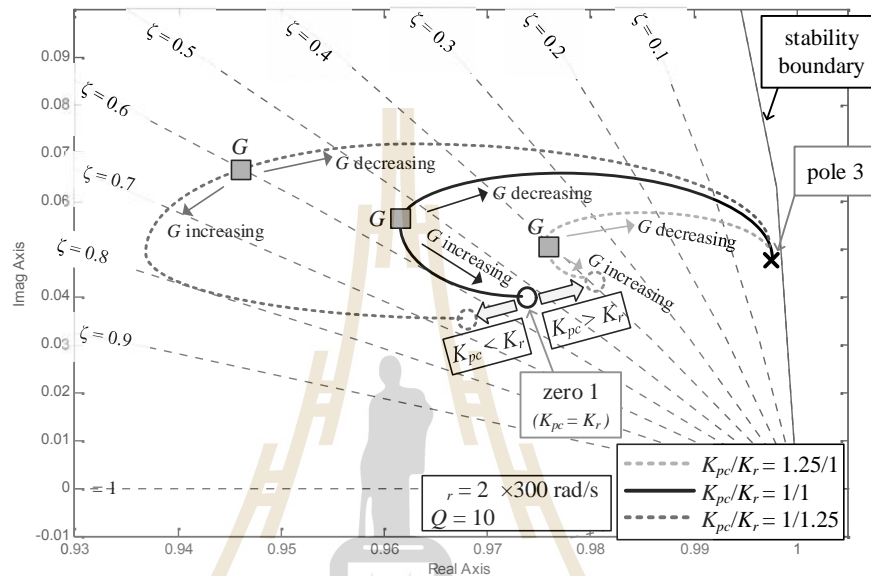
### สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

หัวข้อนี้นำเสนอผลทดสอบการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เทียบกับสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก โดยพิจารณาค่า  $\%THD_{av}$  เป็นหลัก วัตถุประสงค์ของการศึกษาประเด็นดังกล่าว เพื่อหาพารามิเตอร์ที่มีนัยสำคัญต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า  $\%THD_{av}$  ซึ่งจากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่นำเสนอไว้ในบทที่ 7 ทำให้ทราบว่า การปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์สามารถทำได้ 4 ส่วนหลัก ได้แก่ การปรับค่า  $K_{pc}$  กับ  $K_r$  การปรับค่าความถี่เรโซแนนซ์ ( ) การปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) และการปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุม ( $G$ ) รายละเอียดของผลศึกษาการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ที่มีผลต่อค่า  $\%THD_{av}$  ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 8.3.1 ถึง 8.3.3 ดังนี้

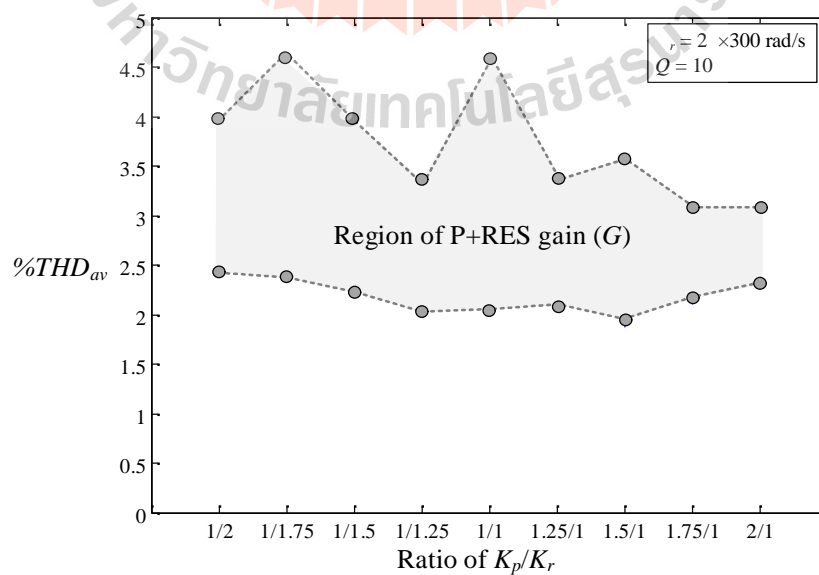
#### 8.3.1 การปรับค่าอัตราส่วน $K_{pc}$ กับ $K_r$ ( $K$ factor)

หัวข้อนี้จะพิจารณาการปรับค่า  $K_{pc}$  กับ  $K_r$  ในลักษณะของค่าอัตราส่วน  $K_{pc}$  กับ  $K_r$  ( $K_{pc} / K_r$ ) หรือเรียกว่า ค่า  $K$  factor การปรับค่าดังกล่าวทำให้เส้นทางเดินรากเกิดการเปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 8.14 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การปรับค่า  $K$  factor มากกว่าหนึ่ง ( $K_{pc} > K_r$ ) ทำให้ตำแหน่ง zero1 เข้าใกล้เส้นขอบเขตความมีเสถียรภาพ และส่งผลให้เส้นทางเดินรากมีค่าอัตราส่วนการหน่วง ( ' ) อยู่ในช่วงที่จำกัด ยกตัวอย่างเช่น การปรับค่า  $K$  factor เท่ากับ 1.25/1 จะทำให้ได้ค่า ' อยู่ในช่วงประมาณ 0 ถึง 0.45 ( $0 < ' < 0.45$ ) ในทางกลับกัน การปรับค่า  $K$  factor น้อยกว่าหนึ่ง ( $K_{pc} < K_r$ ) ทำให้ตำแหน่ง zero1 ถอยห่างจากขอบเขตความมีเสถียรภาพ และมีเส้นทางเดินรากที่มีลักษณะกว้างขึ้น ยกตัวอย่างเช่น การปรับค่า  $K$  factor เท่ากับ 1/1.25 จะทำให้เส้นทางเดินรากมีค่า ' อยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 0.8 ( $0 < ' < 0.8$ ) เป็นต้น อย่างไรก็ตาม ผู้วิจัยได้ทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกกับระบบทดสอบที่ 1 เพื่อหาค่า  $K$  factor ที่เหมาะสม ผลการทดสอบแสดงได้ ดังรูปที่ 8.14 รูปดังกล่าว คือ ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกจากการปรับค่า  $K$  factor ที่ตำแหน่ง 1/2, 1/1.75, 1/1.5, 1/1.25, 1/1, 1.25/1, 1.5/1, 1.75/1 และ 2/1 ตามลำดับ โดยที่การปรับค่า  $K$  factor ในแต่ละตำแหน่ง จะควบคู่กับการปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุม ( $G$ ) ค่า  $G$  ที่ใช้ในการทดสอบ เท่ากับ 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450 และ 500 ผลการทดสอบจากรูปที่ 8.14 อธิบายได้ว่า การปรับค่า  $K$  factor มีนัยสำคัญต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่น้อย เนื่องจากการปรับค่า  $K$  factor ทุกตำแหน่งที่พิจารณาสามารถให้ค่า  $\%THD_{av}$  ที่ดีใกล้เคียงกันอยู่ในช่วง 2 ถึง 2.5 เปอร์เซ็นต์ ปัจจุบัน

ที่มีผลทำให้การทดสอบมีค่า  $\%THD_{av}$  ที่ดีขึ้นอยู่กับการปรับค่า  $G$  ที่เหมาะสม การเลือกปรับค่า  $G$  ที่ไม่เหมาะสมทำให้เกิดผลต่างของค่า  $\%THD_{av}$  ดังแสดงในลักษณะพื้นที่ region of P+RES gain ( $G$ ) (ในรูปที่ 8.15) ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ยังคงกำหนดใช้ค่า  $K$  factor เท่ากับ 1/1.25 เช่นเดิมตามการออกแบบในบทที่ 7



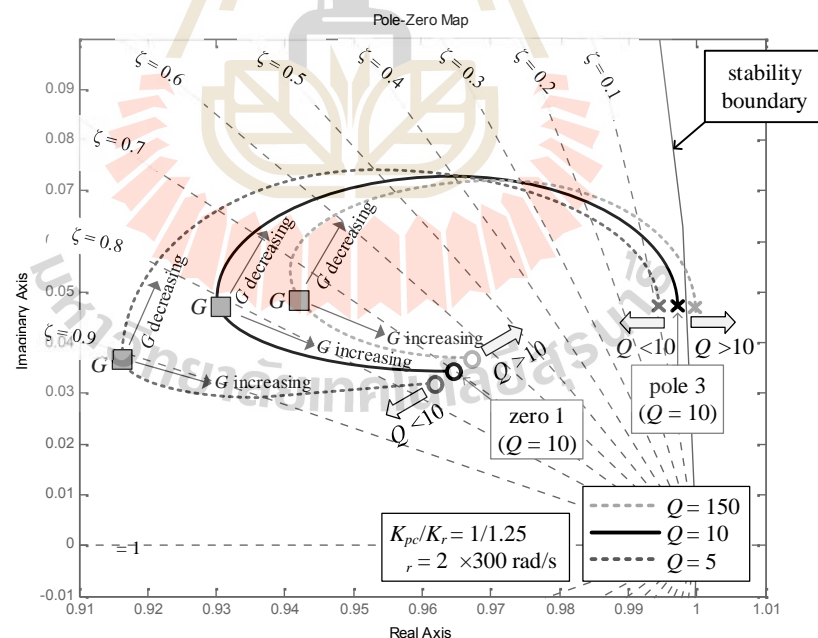
รูปที่ 8.14 ลักษณะเส้นทางเดินรากกรณีปรับค่า  $K$  factor



รูปที่ 8.15 สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ( $\%THD_{av}$ ) กรณีปรับค่า  $K$  factor

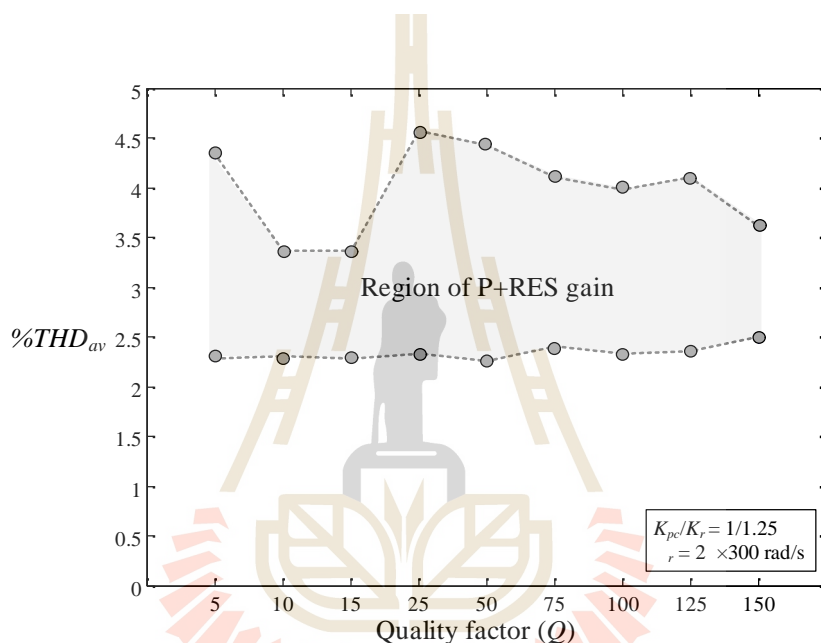
### 8.3.2 การปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ )

การปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) ส่งผลให้ตำแหน่ง zero1 และ pole3 เกิดการเปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 8.16 การปรับลดค่า  $Q$  ( $Q < 10$ ) ทำให้ตำแหน่ง zero1 และ pole3 ขยับออกห่างจากขอบเขตความมีเสถียรภาพ เส้นทางเดินรากในกรณีเพิ่มค่า  $Q$  ให้ค่า ' อยู่ในช่วงประมาณ 0.1 ถึง 0.9 ( $0.1 < ' < 0.9$ ) ในทางกลับกัน การปรับเพิ่มค่า  $Q$  ( $Q > 10$ ) ทำให้ตำแหน่ง zero1 ขยับเข้าใกล้ขอบเขตความมีเสถียรภาพ และทำให้ตำแหน่ง pole3 เคลื่อนที่ออกนอกขอบเขตความมีเสถียรภาพ ด้วยเหตุนี้ จึงควรหลีกเลี่ยงการกำหนดค่า  $Q$  ที่น้อยเกินไป เนื่องจากจะส่งผลให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยขาดเสถียรภาพได้ในกรณีกำหนด  $G$  ให้มีค่าต่ำ ผลการกำจัดฮาร์มอนิกยกตัวอย่างกับระบบทดสอบที่ 1 กรณีปรับค่า  $Q$  แสดงได้ ดังรูปที่ 8.17 การทดสอบจะดำเนินการปรับค่า  $Q$  เท่ากับ 5, 10, 25, 50, 75, 100, 125 และ 150 โดยการปรับค่า  $Q$  แต่ละค่าจะทดสอบกับค่า  $G$  เท่ากับ 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450 และ 500



รูปที่ 8.16 ลักษณะเส้นทางเดินรากกรณีปรับค่า  $Q$

ผลทดสอบจากรูปที่ 8.19 สามารถพิจารณาได้เป็นสองกรณี กรณีแรก คือ กรณีเลือกปรับค่า  $G$  ได้อย่างเหมาะสม ซึ่งผลการทดสอบในกรณีนี้ พบว่า การปรับค่า  $Q$  ทุกค่าที่พิจารณาให้ค่า  $\%THD_{av}$  ที่ใกล้เคียงกันทั้งหมด กรณีที่สอง คือ กรณีเลือกปรับค่า  $G$  ไม่เหมาะสม ผลการทดสอบในกรณีดังกล่าว พบว่า การทดสอบที่ค่า  $Q$  เท่ากับ 10 และ 15 ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ที่ดีกว่าการทดสอบที่ค่าอื่น ๆ ผลการทดสอบทั้งสองกรณี ทำให้ทราบว่า หากมีการเลือกปรับค่า  $G$  ได้อย่างเหมาะสม จะทำให้การปรับค่า  $Q$  มีนัยสำคัญต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า  $\%THD_{av}$  ที่น้อย ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ยังคงเลือกใช้ค่า  $Q$  เท่ากับ 10

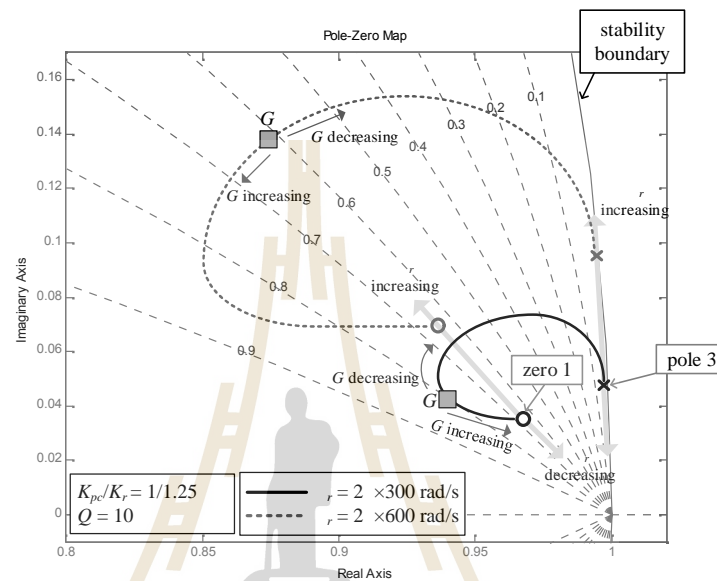


รูปที่ 8.17 สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ( $\%THD_{av}$ ) กรณีปรับค่า  $Q$

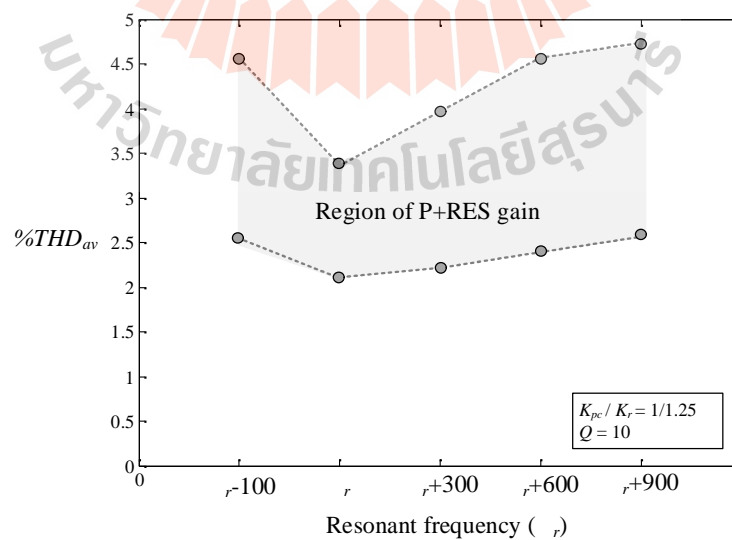
### 8.3.3 การปรับค่าความถี่เรโซแนนซ์ ( )

การปรับค่าความถี่เรโซแนนซ์ ( ) ส่งผลให้ตำแหน่ง zero1 และ pole3 เกิดการเคลื่อนที่ ดังรูปที่ 8.18 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การปรับเพิ่มค่า  $r$  ( $r = 2 \times 600$  เรเดียนต่อวินาที) ทำให้เส้นทางเดินรากพาดผ่านอยู่บนบริเวณที่มีเส้นกำกับความถี่ธรรมชาติค่าที่สูงขึ้น (natural frequency asymptote: ) (อ้างอิงจากรูปที่ 6.3) และให้ค่า  $\zeta$  อยู่ในช่วงจำกัดประมาณ 0 ถึง 0.85 ( $0 < \zeta < 0.85$ ) การปรับลดค่า  $r$  จะส่งผลให้เส้นทางเดินรากพาดผ่านอยู่บนบริเวณเส้นกำกับ  $\zeta$  ค่าที่ต่ำกว่า และให้ค่า  $\zeta$  อยู่ช่วงที่แคบลง ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 1 เมื่อทำการปรับค่า  $r$  แสดงได้ ดังรูปที่ 8.19 การทดสอบในกรณีดังกล่าวได้กำหนดใช้ค่า  $r$  เท่ากับ  $r = -100$ ,  $r = 0$ ,  $r = +300$ ,  $r = +600$  และ  $r = +900$  เรเดียนต่อวินาที

ยกตัวอย่างเช่น การกำหนดค่า  $r$  บนแกนถี่เชิงศูนย์สำหรับระบบทดสอบที่ 1 (ตามการออกแบบในบทที่ 7) เท่ากับ  $2 \times 300$ ,  $2 \times 300$  และ  $2 \times 150$  เรเดียนต่อวินาที ตามลำดับ ดังนั้น การทดสอบจะมีระบุดำเนินการบนแกนถี่เชิงศูนย์ เท่ากับ 200, 300, 600, 900 และ 1200 เรเดียนต่อวินาที และทำการระบุค่า  $r$  บนแกนศูนย์ เท่ากับ 50, 150, 450, 750 และ 1050 เรเดียนต่อวินาที เป็นต้น



รูปที่ 8.18 ลักษณะเส้นทางเดินรากกรณีปรับค่า  $r$



รูปที่ 8.19 สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก (%THD<sub>av</sub>) กรณีปรับค่า  $r$



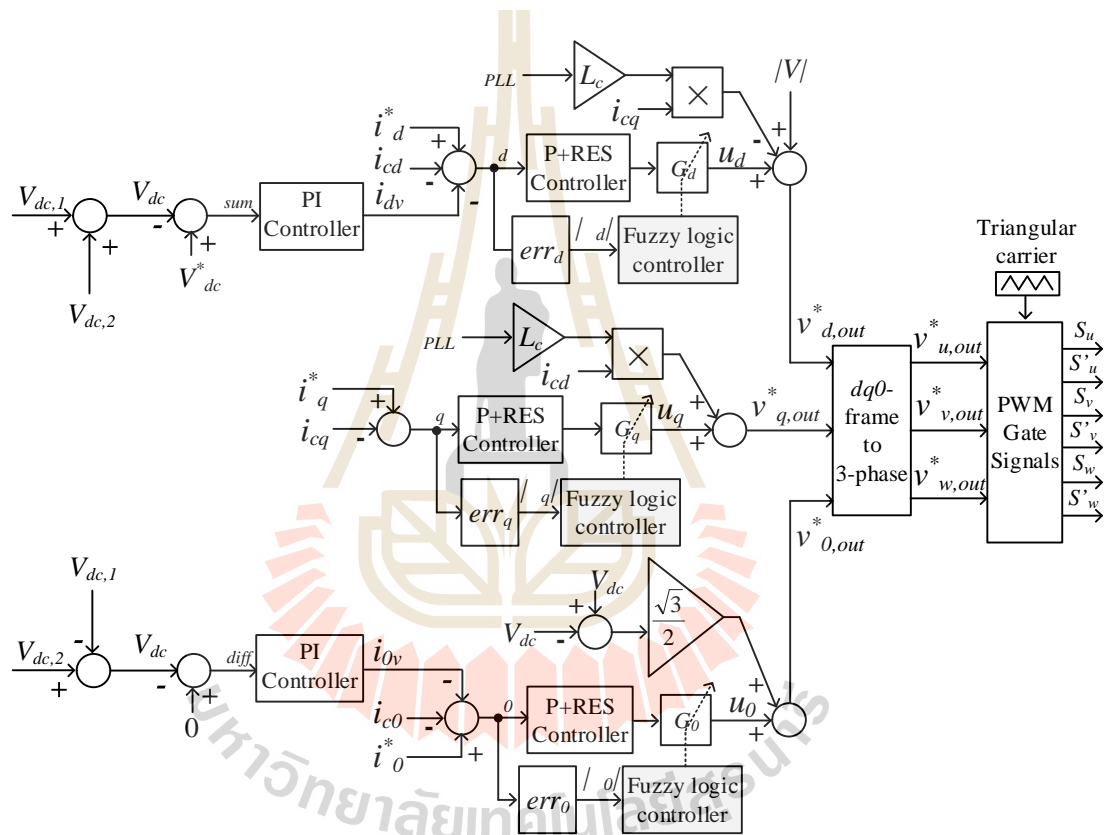
การทดสอบในแต่ละความถี่เรโซแนนท์ ( ) ที่ทำการทดสอบ ผู้วิจัยได้ทดลองปรับค่า  $G$  เท่ากับ 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450 และ 500 ผลทดสอบจากรูปที่ 8.19 สังเกตได้ว่าการปรับค่า  $G$  ตรงตามปริมาณฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญของระบบให้ค่า  $\%THD_{av}$  ดีที่สุด ด้วยเหตุนี้ การเลือกปรับค่า  $G$  ตามเงื่อนไขการออกแบบในบทที่ 7 มีความเหมาะสมมากที่สุด อย่างไรก็ตาม ปัจจัยที่ส่งผลให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยให้ค่า  $\%THD_{av}$  ที่ไม่ดีจากกรณีปรับค่า  $G$  คือ การเลือกใช้ค่า  $G$  ที่ไม่เหมาะสม

#### 8.4 การออกแบบตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว

ผลการศึกษาในหัวข้อที่ 8.3 ทำให้ทราบว่า การปรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุม ( $G$ ) ที่เหมาะสมให้กับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ จะให้ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีอย่างมีนัยสำคัญ อย่างไรก็ตาม หากระบบทดสอบเกิดการเปลี่ยนแปลง การระบุหา  $G$  ค่าใหม่ด้วยวิธีการดั้งเดิมมีความยุ่งยากซับซ้อน และไม่เหมาะสมกับระบบปฏิบัติการแบบเวลาจริง (real-time operating system) ด้วยเหตุนี้ ตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก (fuzzy logic controller) จึงถูกนำมาใช้เป็นกลไกเพื่อปรับค่า  $G$  ที่เหมาะสมให้กับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์บนแกนดีคิวศูนย์ ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เรียกว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว ระบบควบคุมกระแสชดเชยโดยใช้ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวแสดงได้ ดังรูปที่ 8.20 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิกยังทำหน้าที่ควบคุมผลรวม ( $v_{dc}$ ) และผลต่าง ( $v_{dc}$ ) ของแรงดันบัสไฟตรง ระบบควบคุมกระแสชดเชยจากรูปที่ 8.20 ประกอบด้วย 4 ส่วนหลัก ส่วนที่หนึ่งคือ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมหลักเพื่อควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ( $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$ ) ให้มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิง ( $i_d^*, i_q^*, i_0^*$ ) ส่วนที่สองคือ ตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมช่วยเพื่อปรับค่า  $G$  บนแกนดีคิวศูนย์ ( $G_d, G_q, G_0$ ) ให้กับตัวควบคุมหลัก อินพุตสำหรับตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก คือ ค่าสัมบูรณ์ของค่าความผิดพลาดบนแกนดีคิวศูนย์ ( $|u_d|, |u_q|, |u_0|$ ) หรือเรียกว่า ขนาดของค่าความผิดพลาด การคำนวณค่าดังกล่าวถูกกำหนดให้ใช้ข้อมูลของค่าความผิดพลาด ( $u_d, u_q, u_0$ ) จำนวน 20 คาบ ทั้งนี้เพื่อให้ตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิกทำงานในทุกช่วงเวลา เท่ากับ 0.4 วินาที (1 คาบ เท่ากับ 0.02 วินาที) ค่า  $|u_d|, |u_q|$  และ  $|u_0|$  สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (8.7) โดยที่ ค่า  $N$  คือ จำนวนจุดข้อมูลในหนึ่งคาบ (0.02 วินาที)

$$|u_{(dq0)}| = \frac{\sum_{n=0}^{n=20N} \left( \sqrt{u_{(dq0)}^2(n)} \right)}{20N + 1} \quad (8.7)$$

ส่วนที่สาม คือ โครงสร้างการควบคุม ซึ่งอธิบายด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (รายละเอียดนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.2) โครงสร้างดังกล่าว ทำหน้าที่ คำนวณค่าแรงดันอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์ ( $v_{d,out}^*, v_{q,out}^*, v_{0,out}^*$ ) ส่วนสุดท้าย คือ เทคนิคการสวิตช์ PWM ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรรอกำลังแอกทีฟ จากองค์ประกอบทั้งสี่ส่วนของระบบควบคุมกระแสสลับ พบว่า ตัวควบคุมฟuzzyลอจิกจะต้องได้รับการออกแบบให้เหมาะสมเพื่อให้สามารถทำงานร่วมกับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งรายละเอียดการออกแบบนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 8.4.1 ถึง 8.4.4 ดังนี้

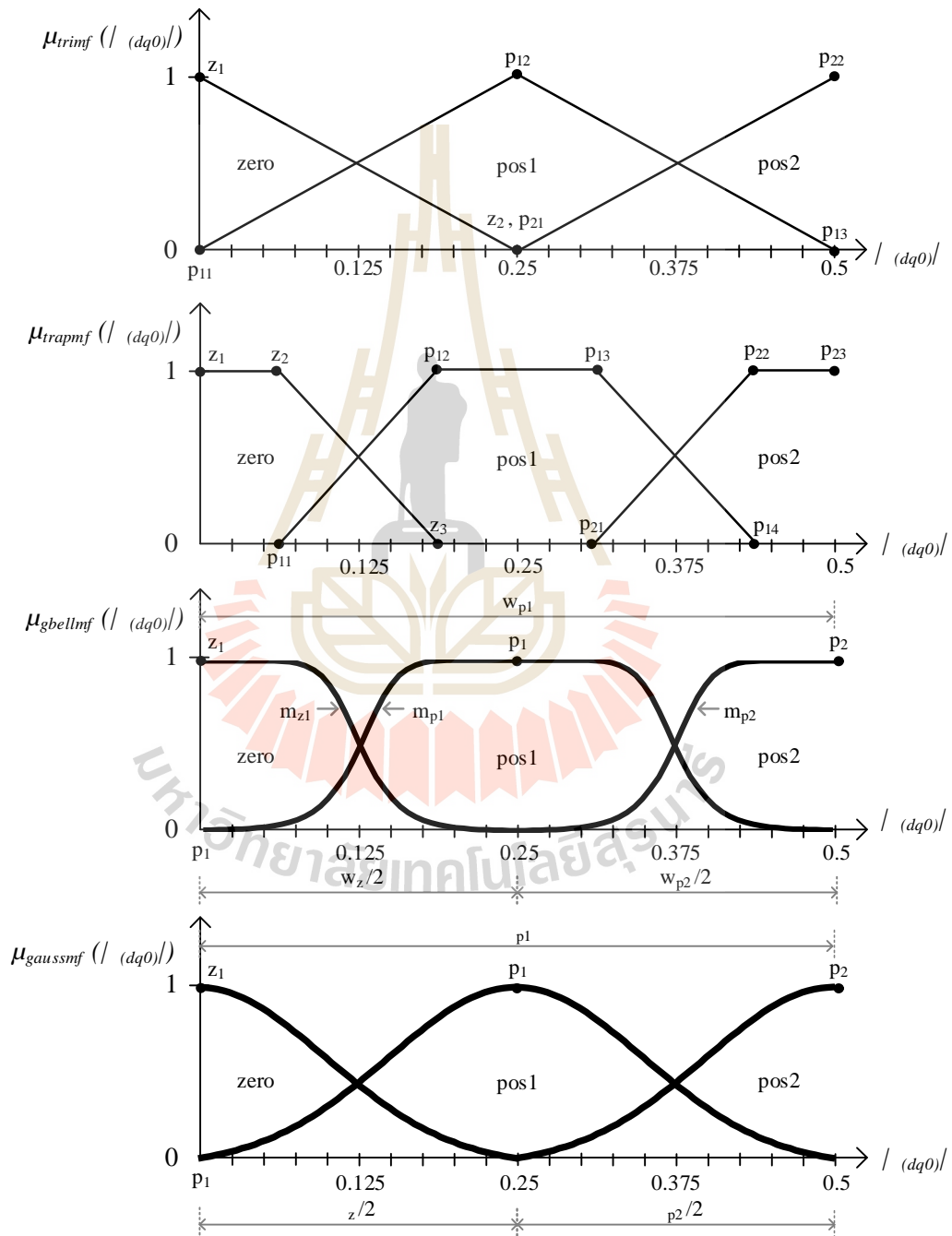


รูปที่ 8.20 ระบบควบคุมกระแสสลับด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว

#### 8.4.1 การทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตทั้งสิ้น 4 รูปแบบ ได้แก่ รูปทรงสามเหลี่ยม (trimf) รูปทรงสี่เหลี่ยมคางหมู (trapmf) รูปทรงระฆังคว่ำ (gbellmf) และรูปทรงเกาส์เซียน (gaussmf) รูปทรงฟังก์ชันสมาชิกดังกล่าวแสดงได้ ดังรูปที่ 8.21 จากรูปดังกล่าว การทดสอบถูกกำหนดให้ใช้จำนวนตัวแปรภาษา กฎฟuzzy การอนุมานฟuzzy และ

การทำให้ฟังก์ชันที่เหมือนกัน ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเฉพาะผลการทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตที่เหมาะสม โดยไม่พิจารณาผลกระทบจากปัจจัยอื่น ๆ ตัวแปร  $|u_{(dq0)}|$  สำหรับฟังก์ชันสมาชิกทั้งสี่รูปแบบถูกกำหนดให้มีค่าอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 0.5 รวมทั้งรูปทรงของ trimf, trapmf, gbellmf และ gaussmf ได้รับการออกแบบให้มีลักษณะสมมาตรเหมือนกัน



รูปที่ 8.21 ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตสำหรับการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะ

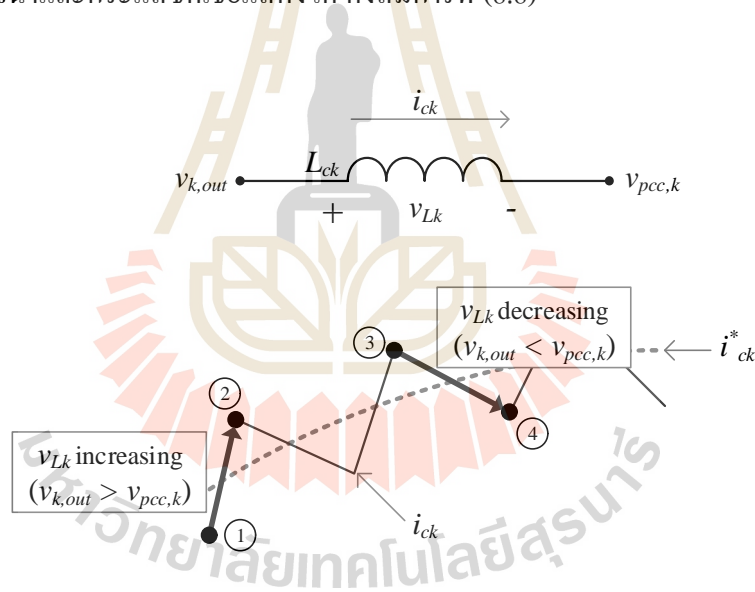
การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยระบบทดสอบที่หนึ่งถูกนำมาใช้เพื่อทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต ดัชนีชี้วัดสมรรถนะสำหรับการทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิก ประกอบด้วย ค่า  $\%THD_{av}$  และระยะเวลาการจำลองสถานการณ์ ( $t_{sim}$ ) ค่า  $t_{sim}$  ถูกนำมาพิจารณาสำหรับการทดสอบ ทั้งนี้เนื่องจาก ระยะเวลาการประมวลผลของระบบควบคุมมีผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ในทางปฏิบัติ ผลการทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตแสดงไว้ ดังตารางที่ 8.2 จากตารางดังกล่าว พบว่า ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรง trimf ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับรูปทรงอื่น ๆ โดยมีค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากับ 2.26 นอกจากนี้ การจำลองสถานการณ์ด้วยฟังก์ชันสมาชิกรูปทรง trimf สามารถประมวลผลเร็วกว่าฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงอื่น ๆ (trapmf, gbellmf, gaussmf) โดยที่ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรง trimf ให้ค่า  $t_{sim}$  เท่ากับ 108.82 วินาที ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้เลือกใช้ฟังก์ชันสมาชิกรูปทรงสามเหลี่ยมสำหรับตัวควบคุมฟuzzyลอจิก

ตารางที่ 8.2 ผลทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต

รูปร่างฟังก์ชันสมาชิก	ตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิก	ค่า $\%THD_{av}$	ค่าเวลาที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ ( $t_{sim}$ ) (10 คาบสัญญาณ)
สามเหลี่ยม	$zero = [z_1, z_2] = [0, 0.25]$ $pos1 = [p_{11}, p_{12}, p_{13}] = [0, 0.25, 0.5]$ $pos2 = [p_{21}, p_{22}] = [0.25, 0.5]$	2.26	108.82 วินาที
สี่เหลี่ยมคางหมู	$zero = [z_1, z_2, z_3] = [0, 0.0625, 0.1875]$ $pos1 = [p_{11}, p_{12}, p_{13}, p_{14}] = [0.0625, 0.1875, 0.3125, 0.4375]$ $pos2 = [p_{21}, p_{22}, p_{23}] = [0.3125, 0.4375, 0.5]$	2.85	116.84 วินาที
ระฆังคว่ำ	$zero = [w_z, m_z, z_1] = [0.125, 2.5, 0]$ $pos1 = [w_{p1}, m_{p1}, p_1] = [0.125, 2.5, 0.25]$ $pos2 = [w_{p2}, m_{p2}, p_2] = [0.125, 2.5, 0.5]$	2.50	111.85 วินาที
เกาส์เซียน	$zero = [z, z_1] = [0.1, 0]$ $pos1 = [p_1, p_1] = [0.1, 0.25]$ $pos2 = [p_2, p_2] = [0.1, 0.5]$	3.23	118.55 วินาที

#### 8.4.2 การออกแบบค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา

การออกแบบค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษาสำหรับตัวควบคุมฟัซซีลอจิก เริ่มต้นจากการพิจารณาระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว ดังรูปที่ 8.20 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์รับค่าผลต่างระหว่างค่า  $i_d^*, i_q^*, i_0^*$  กับ  $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$  ( $u_d, u_q, u_0$ ) เพื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุม ( $u_d, u_q, u_0$ ) ค่า  $u_d, u_q$  และ  $u_0$  ถูกนำมาคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์ ( $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*, v_{w,out}^*$ ) จากนั้นนำค่าดังกล่าวเข้าสู่ขั้นตอนการสร้างสัญญาณสวิตช์ด้วยเทคนิค PWM เพื่อควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ( $v_{u,out}, v_{v,out}, v_{w,out}$ ) ค่าระดับแรงดันของ  $v_{u,out}, v_{v,out}$  และ  $v_{w,out}$  ทำหน้าที่ กำหนดทิศทางกระแสชดเชย ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เพื่อให้รูปกระแสดังกล่าวมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ ) หลักการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ ดังรูปที่ 8.22 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและกระแสชดเชยแสดงได้ ดังสมการที่ (8.8)



รูปที่ 8.22 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและกระแสชดเชย

$$\frac{di_{ck}}{dt} = \frac{v_{Lk}}{L_c} = \frac{v_{k,out} - v_{pcc,k}}{L_c} \quad (8.8)$$

จากรูปที่ 8.22 ยกตัวอย่างกรณี  $i_{ck}$  มีค่าน้อยกว่า  $i_{ck}^*$  ( $i_{ck} < i_{ck}^*$ ) (กระแส  $i_{ck}$  ในตำแหน่งที่ 1) กรณีดังกล่าวพบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์จะต้องทำการเพิ่มค่า  $u_{(dq0)}$  เพื่อให้ค่า  $v_{k,out}^*$  มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น ค่า  $v_{k,out}^*$  ที่เพิ่มขึ้นส่งผลให้สัญญาณการสวิตช์สั่งการทำงาน

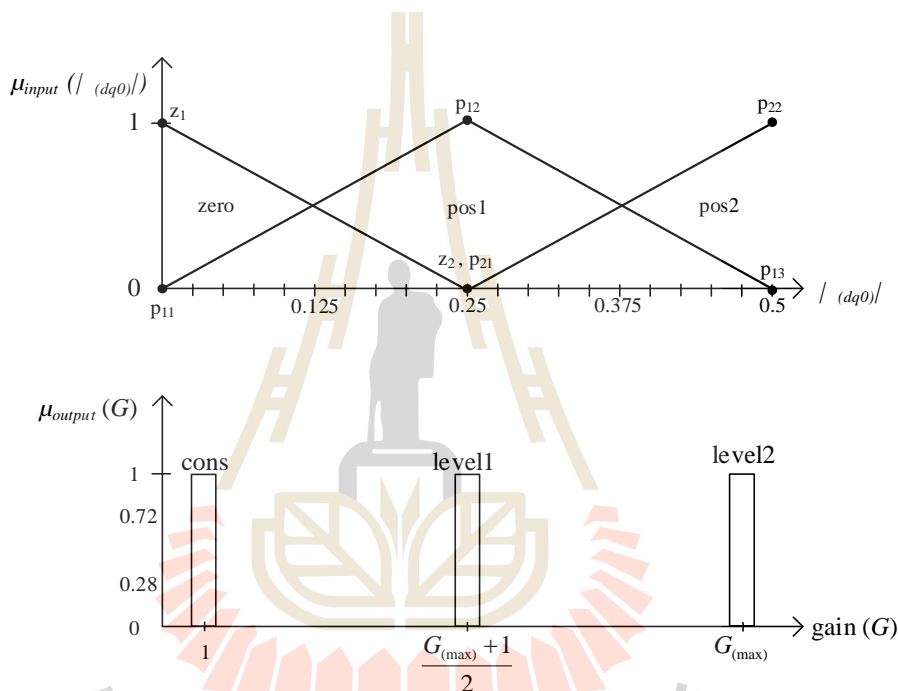
ไปยังอุปกรณ์การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ค่า  $v_{k,out}$  มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น ค่า  $v_{k,out}$  ที่เพิ่มขึ้นทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ( $v_{Lk}$ ) มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามกัน ซึ่งส่งผลให้  $i_{ck}$  มีค่าเพิ่มขึ้นไปอยู่ในตำแหน่งที่ 2 ยกตัวอย่างกรณี  $i_{ck}$  มีค่ามากกว่า  $i_{ck}^*$  ( $i_{ck} > i_{ck}^*$ ) (กระแส  $i_{ck}$  ในตำแหน่งที่ 3) กรณีดังกล่าวพบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์จะต้องทำการปรับลดค่า  $u_{(dq0)}$  เพื่อให้ค่า  $v_{k,out}$  มีแนวโน้มลดลง ค่า  $v_{k,out}$  ที่ลดลงส่งผลให้สัญญาณการสวิตช์สั่งการทำงานไปยังอุปกรณ์การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ค่า  $v_{k,out}$  มีแนวโน้มลดลง ค่า  $v_{k,out}$  ที่ลดลงทำให้  $v_{Lk}$  มีแนวโน้มลดลงเช่นกัน ด้วยเหตุนี้  $i_{ck}$  จึงมีค่าลดลงจากตำแหน่งที่ 3 มาอยู่ในตำแหน่งที่ 4 เป็นต้น จากตัวอย่างข้างต้น อธิบายได้ว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ทำหน้าที่ เป็นตัวควบคุมหลัก เพื่อควบคุมทิศทางของกระแสชดเชย ตัวควบคุมพีชชีลอจิก ทำหน้าที่ เป็นตัวควบคุมช่วย เพื่อปรับระดับแรงดัน  $v_{k,out}$  ให้เหมาะสม โดยการปรับผ่านค่าอัตราขยายของตัวควบคุม ( $G$ ) ลักษณะทางกายภาพข้างต้นถูกนำมากำหนดเป็นค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา ดังตารางที่ 8.3

ตารางที่ 8.3 ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา กรณีพิจารณาอินพุตและเอาต์พุตจำนวน 3 ค่าเชิงภาษา

ระบบ	ชื่อตัวแปร	ความหมาย	เซต (ค่าตัวแปร)	ความหมาย
อินพุต	error ( $ u_{(dq0)} $ )	ขนาดของค่าความผิดพลาด	zero (zero)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} = i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (เท่ากับ)
			pos1 (positive1)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่าเล็กน้อย) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่าเล็กน้อย)
			pos2 (positive2)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่า) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่า)
เอาต์พุต	gain ( $G_{(dq0)}$ )	ค่าอัตราขยาย	cons (constant)	คงที่
			level1	ปรับระดับที่ 1
			level2	ปรับระดับที่ 2

จากตารางที่ 8.3 อธิบายได้ว่า อินพุตของตัวควบคุมพีชชีลอจิกถูกกำหนดเป็นชื่อตัวแปร  $|u_{(dq0)}|$  ฟังก์ชันสมาชิกของ  $|u_{(dq0)}|$  ประกอบด้วย เซต zero เซต pos1 และเซต pos2 ส่วนของ

เซต zero จะให้ค่าความเป็นสมาชิกเมื่อค่า  $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$  เท่ากับค่า  $i_d^*, i_q^*, i_0^*$  ส่วนของเซต pos1 จะให้ค่าความเป็นสมาชิกเมื่อค่า  $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$  มากกว่าค่า  $i_d^*, i_q^*, i_0^*$  เล็กน้อย ส่วนของเซต pos2 จะให้ค่าความเป็นสมาชิกเมื่อ  $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$  มีค่ามากกว่าเมื่อเทียบกับค่า  $i_d^*, i_q^*, i_0^*$  เอาต์พุตของตัวควบคุมฟลักซ์ล่อจิก ( $G_{(dq0)}$ ) ประกอบด้วย เส้นตรงโทน cons level1 และ level2 โดยที่ตำแหน่งของเส้นตรงโทนอยู่ในช่วงระหว่าง 1 ถึงค่า  $G_{(max)}$  ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตกรณี 3 ค่าเชิงภาษาแสดงได้ ดังรูปที่ 8.23 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตได้รับการออกแบบให้มีลักษณะสมมาตร



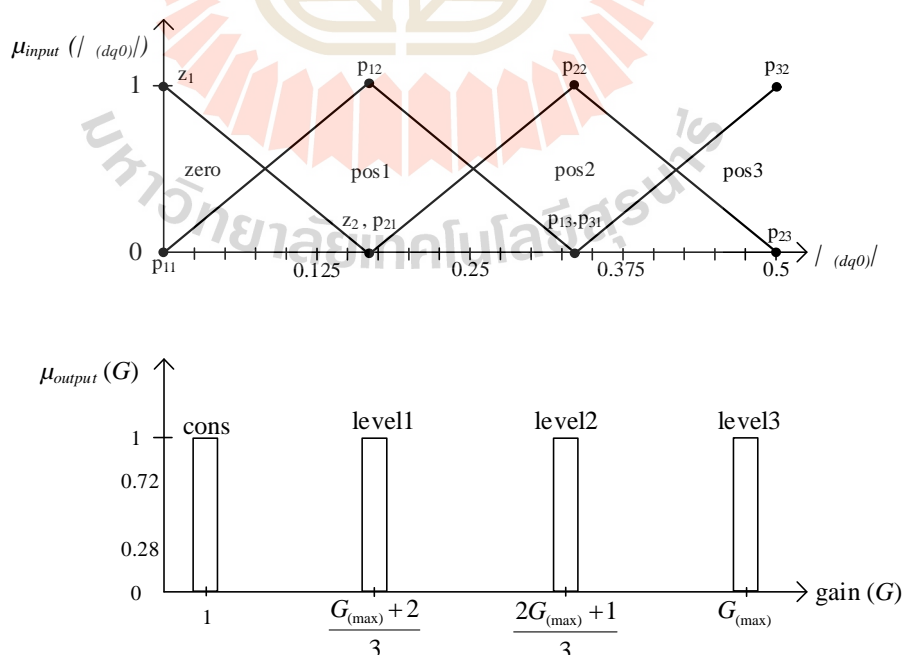
รูปที่ 8.23 ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตสำหรับกรณี 3 ค่าเชิงภาษา

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ดำเนินการทดสอบจำนวนค่าเชิงภาษาของฟังก์ชันสมาชิกอินพุตและเอาต์พุต ทั้งนี้เนื่องจาก ผู้วิจัยต้องการเลือกใช้จำนวนค่าเชิงภาษาที่เหมาะสมกับตัวควบคุมฟลักซ์ล่อจิก ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษากรณี 4 ค่าเชิงภาษาถูกระบุไว้ ดังตารางที่ 8.4 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า เซต pos3 และ level 3 ได้ถูกเพิ่มให้กับตัวแปร  $|u_{(dq0)}|$  และ  $G_{(dq0)}$  ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อให้กลไกการปรับค่า  $G_{(dq0)}$  มีความละเอียดมากขึ้น ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตกรณี 4 ค่าเชิงภาษาแสดงได้ ดังรูปที่ 8.24 รูปร่างของฟังก์ชันสมาชิกดังกล่าวยังคงกำหนดให้มีลักษณะสมมาตร



ตารางที่ 8.4 ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา กรณีพิจารณาอินพุตและเอาต์พุตจำนวน 4 ค่าเชิงภาษา

ระบบ	ชื่อ ตัวแปร	ความหมาย	เซต (ค่าตัวแปร)	ความหมาย
อินพุต	error ( $ u_{(dq0)} $ )	ขนาดของค่า ความผิดพลาด	zero (zero)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} = i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (เท่ากับ)
			pos1 (positive1)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่าเล็กน้อย) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่าเล็กน้อย)
			pos2 (positive2)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่า) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่า)
			pos3 (positive3)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่ามาก) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่ามาก)
เอาต์พุต	gain ( $G_{(dq0)}$ )	ค่าอัตราขยาย	cons(constant)	คงที่
			level1	ปรับระดับที่ 1
			level2	ปรับระดับที่ 2
			level3	ปรับระดับที่ 3

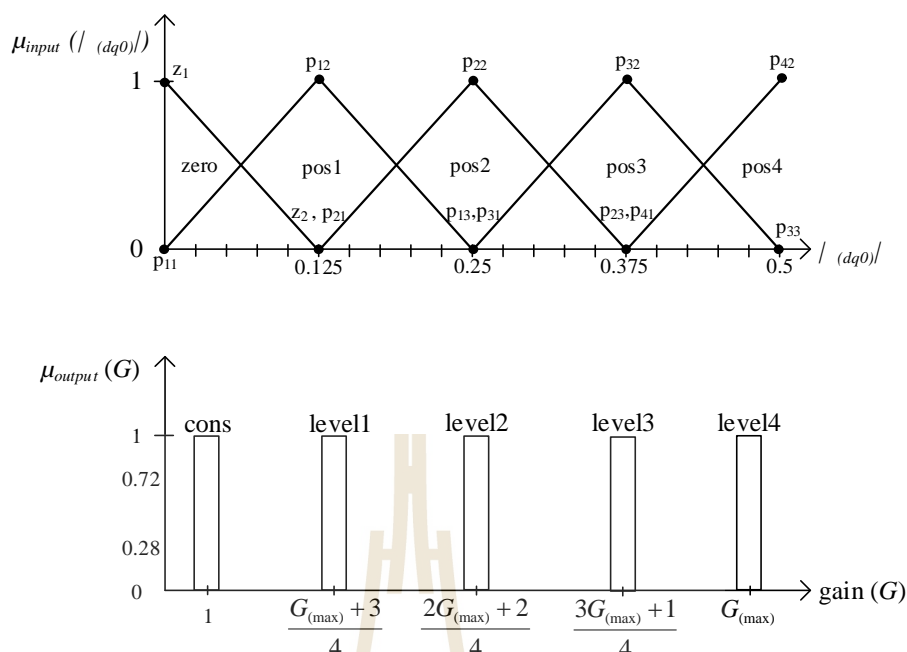


รูปที่ 8.24 ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตสำหรับกรณี 4 ค่าเชิงภาษา

การพิจารณาค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษาสำหรับตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิกจำนวน 5 ค่าเชิงภาษาถูกระบุไว้ ดังตารางที่ 8.5 ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตที่ได้รับการเพิ่มเซต pos4 และเซต level4 ตามลำดับ กลไกการทำงานของตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิกจึงมีการปรับค่า  $G_{(dq0)}$  ที่ละเอียดเพิ่มมากขึ้น ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตกรณี 5 ค่าเชิงภาษาแสดงได้ ดังรูปที่ 8.25 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตำแหน่งของฟังก์ชันสมาชิกถูกกำหนดให้สมมาตร เช่นเดียวกับกรณี 3 และ 4 ค่าเชิงภาษา

ตารางที่ 8.5 ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา กรณีพิจารณาอินพุตและเอาต์พุตจำนวน 5 ค่าเชิงภาษา

ระบบ	ชื่อตัวแปร	ความหมาย	เซต (ค่าตัวแปร)	ความหมาย
อินพุต	error ( $ u_{(dq0)} $ )	ขนาดของค่าความผิดพลาด	zero (zero)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} = i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (เท่ากับ)
			pos1 (positive1)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่าเล็กน้อย) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่าเล็กน้อย)
			pos2 (positive2)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่า) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่า)
			pos3 (positive3)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่ามาก) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่ามาก)
			pos4 (positive4)	$i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} > i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (มากกว่ามาก ๆ) หรือ $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0} < i_d^*, i_q^*, i_0^*$ (น้อยกว่ามาก ๆ)
เอาต์พุต	gain ( $G_{(dq0)}$ )	ค่าอัตราขยาย	cons (constant)	คงที่
			level1	ปรับระดับที่ 1
			level2	ปรับระดับที่ 2
			level3	ปรับระดับที่ 3
			level4	ปรับระดับที่ 4



รูปที่ 8.25 ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตสำหรับกรณี 5 ค่าเชิงภาษา

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยระบบทดสอบที่หนึ่งถูกนำมาใช้เพื่อทดสอบสมรรถนะกรณีปรับจำนวนค่าเชิงภาษาสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุต โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  และค่า  $t_{sim}$  ถูกนำมาใช้เป็นค่าดัชนีชี้วัดสมรรถนะ ผลการทดสอบแสดงได้ ดังตารางที่ 8.6 ตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่า การกำหนดใช้ฟังก์ชันสมาชิกจำนวน 3 และ 5 ค่าเชิงภาษา ให้ค่า  $\%THD_{av}$  เท่ากัน อย่างไรก็ตาม กรณี 3 ค่าเชิงภาษาให้เวลาการประมวลผลที่เร็วกว่า โดยที่ค่า  $t_{sim}$  เท่ากับ 108.82 วินาที ดังนั้น ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต ( $\mu_{(dq0)}$ ) และเอาต์พุต ( $G_{(dq0)}$ ) ที่มีค่าเชิงภาษา เท่ากับ 3 จึงถูกนำมาใช้กับตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก

ตารางที่ 8.6 ผลทดสอบการเปรียบเทียบค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา

จำนวนค่าเชิงภาษา	ค่า $\%THD_{av}$	ค่าเวลาที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ ( $t_{sim}$ ) (10 คาบสัญญาณ)
3	2.26	108.82 วินาที
4	2.69	109.28 วินาที
5	2.26	111.08 วินาที

### 8.4.3 การออกแบบกฎฟuzzyสำหรับตัวควบคุมฟuzzyลอจิก

ตัวควบคุมฟuzzyลอจิก ประกอบด้วย ฟังก์ชันสมาชิก 1 อินพุต ( $|u_{(dq0)}|$ ) และ 1 เอาต์พุต ( $G_{(dq0)}$ ) ซึ่งแต่ละฟังก์ชันสมาชิก ประกอบด้วย 3 ค่าเชิงภาษา ได้แก่ zero, pos1, pos2 และ cons, inc1, inc2 ตามลำดับ (ได้จากการทดสอบในหัวข้อที่ 8.4.2) ด้วยเหตุนี้ กฎฟuzzyจึงสามารถอธิบายได้ด้วยประโยคเงื่อนไข และประโยคปฏิบัติ ดังนี้

Rule 1: IF error is zero THEN gain is cons

Rule 2: IF error is pos1 THEN gain is level1

Rule 3: IF error is pos2 THEN gain is level2

การดำเนินการทางกฎฟuzzyสำหรับระบบควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังรูปที่ 8.26 รูปดังกล่าวสามารถอธิบายได้เป็น 6 กรณี ดังนี้

กรณีที่ 1 (case1) คือ กระแสชดเชย ( $i_{c(dq0)}$ ) มีค่าน้อยกว่ากระแสอ้างอิง ( $i_{c(dq0)}^*$ ) ( $i_{c(dq0)} < i_{c(dq0)}^*$ ) กรณีที่ 1 พบว่า ค่าความผิดพลาด ( $u_{(dq0)}$ ) มีค่าเป็นบวก และขนาดของค่าความผิดพลาด ( $|u_{(dq0)}|$ ) มีค่าอยู่ในเซต pos2 ดังนั้น ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับ เรโซแนนซ์จะทำหน้าที่ปรับค่าแรงดันเอาต์พุตของตัวควบคุม ( $u_{(dq0)}$ ) ให้เพิ่มขึ้นเพื่อให้  $i_{c(dq0)}$  มีทิศทางที่สูงขึ้น ในขณะเดียวกัน ตัวควบคุมฟuzzyลอจิก จะทำหน้าที่ ขยายขนาดของ  $u_{(dq0)}$  ( $|u_{(dq0)}|$ ) โดยการปรับค่า  $G_{(dq0)}$  ให้อยู่ในระดับ level2

กรณีที่ 2 (case2) คือ  $i_{c(dq0)}$  มีค่ามากกว่า  $i_{c(dq0)}^*$  ( $i_{c(dq0)} > i_{c(dq0)}^*$ ) กรณีดังกล่าว พบว่า ค่า  $u_{(dq0)}$  มีค่าเป็นลบ และค่า  $|u_{(dq0)}|$  มีค่าอยู่ในเซต pos2 เช่นเดียวกับ case1 ดังนั้น ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่ปรับค่า  $u_{(dq0)}$  ให้น้อยลงเพื่อให้  $i_{c(dq0)}$  มีทิศทางที่ลดลง โดยที่ตัวควบคุมฟuzzyลอจิก จะทำหน้าที่ ขยายค่า  $|u_{(dq0)}|$  โดยการปรับค่า  $G_{(dq0)}$  ให้อยู่ในระดับ level2

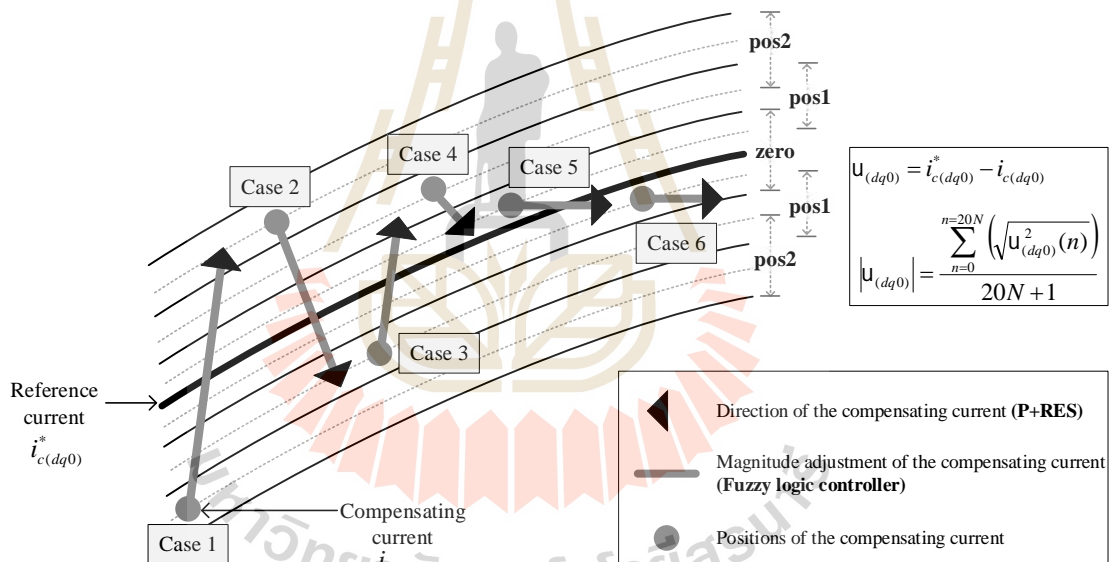
กรณีที่ 3 (case3) คือ  $i_{c(dq0)}$  มีค่าน้อยกว่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับ  $i_{c(dq0)}^*$  ( $i_{c(dq0)} < i_{c(dq0)}^*$ ) กรณีดังกล่าว พบว่า ค่า  $u_{(dq0)}$  มีค่าเป็นบวก และค่า  $|u_{(dq0)}|$  มีค่าอยู่ในเซต pos1 เพราะฉะนั้น ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่ปรับค่า  $u_{(dq0)}$  ให้เพิ่มขึ้นเพื่อให้  $i_{c(dq0)}$  มีทิศทางที่สูงขึ้น ขณะเดียวกันตัวควบคุมฟuzzyลอจิก จะทำหน้าที่ ขยายค่า  $|u_{(dq0)}|$  โดยการปรับค่า  $G_{(dq0)}$  ให้อยู่ในระดับ level1

กรณีที่ 4 (case4) คือ  $i_{c(dq0)}$  มีค่ามากกว่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับ  $i_{c(dq0)}^*$  ( $i_{c(dq0)} > i_{c(dq0)}^*$ ) กรณีที่สี่ พบว่า ค่า  $u_{(dq0)}$  มีค่าเป็นลบ และค่า  $|u_{(dq0)}|$  มีค่าอยู่ในเซต pos1 เช่นเดียวกับ case3 ดังนั้น ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่ปรับค่า  $u_{(dq0)}$  ให้น้อยลงจากเดิม ทั้งนี้เพื่อให้

$i_{c(dq0)}$  มีทิศทางที่ลดลง ในขณะที่ตัวควบคุมฟuzzyลอจิก จะทำหน้าที่ ขยายค่า  $|u_{(dq0)}|$  โดยการปรับค่า  $G_{(dq0)}$  ให้อยู่ในระดับ level1

กรณีที่ 5 (case5) และกรณีที่ 6 (case6) คือ  $i_{c(dq0)}$  มีค่าเท่ากับ  $i_{c(dq0)}^*$  ( $i_{c(dq0)} = i_{c(dq0)}^*$ ) ซึ่งจะได้ค่า  $|u_{(dq0)}|$  อยู่ในเซต zero ดังนั้น ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่ควบคุมค่า  $u_{(dq0)}$  ลงที่เพื่อให้  $i_{c(dq0)}$  มีทิศทางคงเดิม รวมทั้งตัวควบคุมฟuzzyลอจิก จะทำหน้าที่ ควบคุมค่า  $|u_{(dq0)}|$  โดยการปรับค่า  $G_{(dq0)}$  ให้อยู่ในระดับ cons

หลักการการทำงานของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวทั้ง 6 กรณี พบว่า กรณีที่ 1 และ 2 อยู่ในเงื่อนไขตามกฎฟuzzyข้อที่ 1 กรณีที่ 3 และ 4 อยู่ในเงื่อนไขตามกฎฟuzzyข้อที่ 2 ในส่วนของกฎฟuzzyข้อที่ 3 จะดำเนินการเมื่อพิจารณาการควบคุมกระแสชดเชยอยู่ในกรณีที่ 5 และ 6



รูปที่ 8.26 การติดตามค่ากระแสอ้างอิงโดยอาศัยกฎฟuzzy

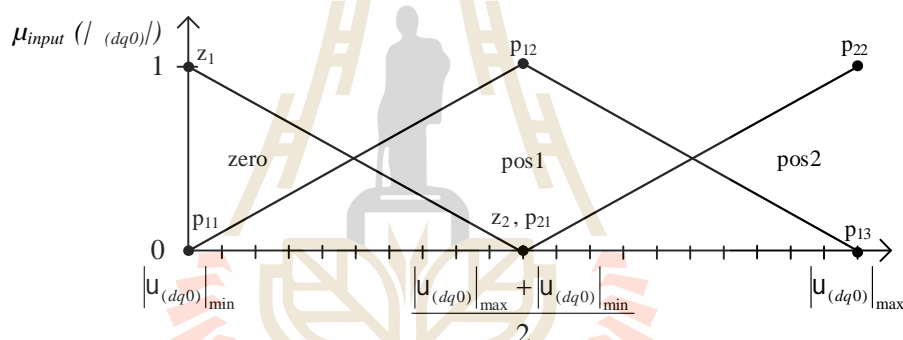
#### 8.4.4 การออกแบบตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกสำหรับตัวควบคุมฟuzzyลอจิก

การออกแบบตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกแบ่งออกเป็นสองส่วน ได้แก่ อินพุต ( $|u_{(dq0)}|$ ) และเอาต์พุต ( $G_{(dq0)}$ ) ฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตและเอาต์พุตได้รับการทดสอบสมรรถนะตามหัวข้อที่ 8.4.2 ซึ่งผลการทดสอบ พบว่า ฟังก์ชันสมาชิกที่มีจำนวนค่าเชิงภาษา เท่ากับ 3 ค่า มีความเหมาะสมกับตัวควบคุมฟuzzyลอจิก อย่างไรก็ดี จากฟังก์ชันสมาชิกตามรูปที่ 8.23 พบว่า ฟังก์ชันสมาชิกของ  $|u_{(dq0)}|$  ประกอบด้วย ตำแหน่ง  $z_1, z_2, p_{11}, p_{12}, p_{13}, p_{21}$  และ  $p_{22}$  ตามลำดับ ฟังก์ชัน

สมาชิกของ  $G_{(dq0)}$  ประกอบด้วย ตำแหน่ง  $cons$ ,  $level1$  และ  $level2$  ตามลำดับ ตำแหน่งดังกล่าว จำเป็นต้องได้รับการออกแบบเพื่อให้ตัวควบคุมฟัซซีลอจิกทำงานได้อย่างเหมาะสมกับตัวควบคุม สัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกอธิบายได้ ดังนี้

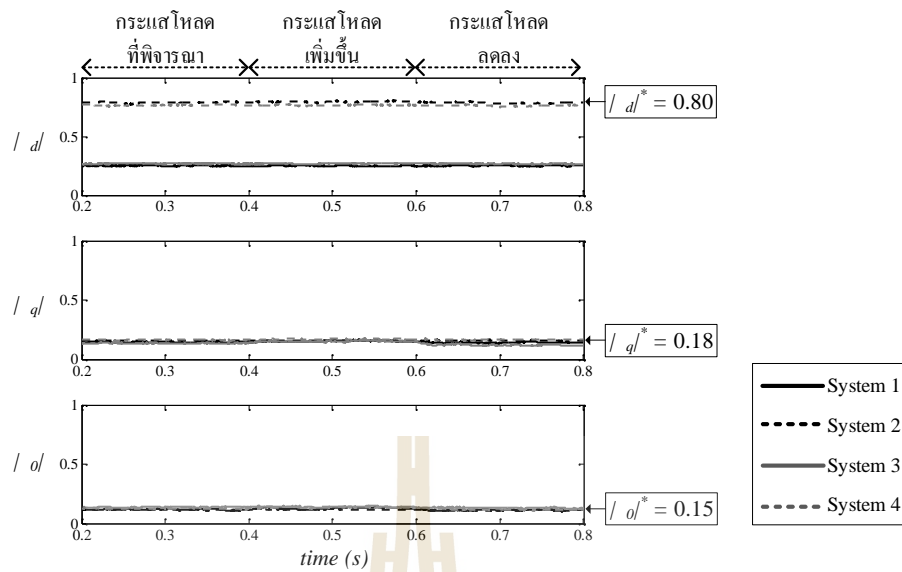
- การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต

ตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตยังคงได้รับการออกแบบให้มีลักษณะ สมมาตรกัน ดังรูปที่ 8.27 ดังนั้น การระบุตำแหน่ง  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $p_{11}$ ,  $p_{12}$ ,  $p_{13}$ ,  $p_{21}$  และ  $p_{22}$  จึงขึ้นอยู่กับ การคำนวณหาขนาดของค่าความผิดพลาดน้อยที่สุด ( $|u_{(dq0)}|_{\min}$ ) และมากที่สุด ( $|u_{(dq0)}|_{\max}$ ) โดยที่ค่า  $|u_{(dq0)}|_{\min}$  กำหนดให้เท่ากับ ศูนย์ (ขนาดของค่าความผิดพลาดน้อยที่สุดที่เป็นไปได้) แนวทางการ ออกแบบค่า  $|u_{(dq0)}|_{\max}$  เพื่อให้ได้ตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตที่เหมาะสมสำหรับ ระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4 จึงถูกนำเสนอไว้ ดังนี้



รูปที่ 8.27 การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต

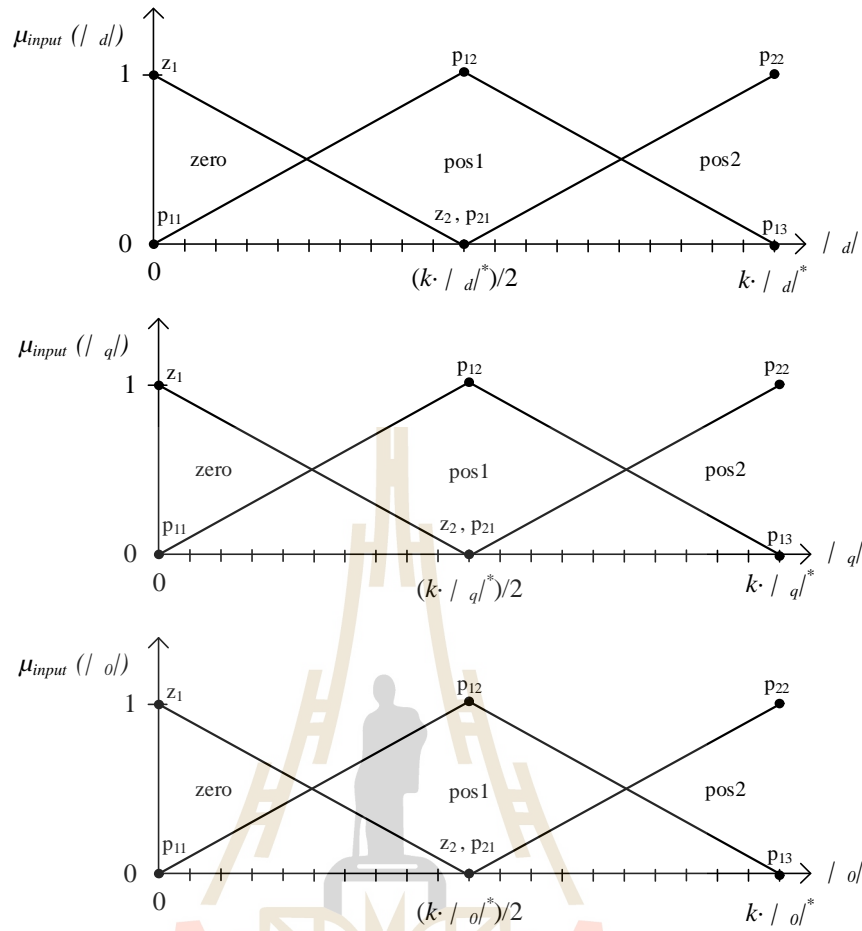
งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของ อินพุตบนแกนดีควิศูนย์ โดยจะแยกพิจารณาในแต่ละแกน การออกแบบค่า  $|u_d|_{\max}$ ,  $|u_q|_{\max}$  และ  $|u_0|_{\max}$  จะอ้างอิงจากข้อมูลค่า  $|u_d|$ ,  $|u_q|$  และ  $|u_0|$  ที่ได้จากระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัว ควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม) กับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ (ผลการ ทดสอบนำเสนอในหัวข้อที่ 7.3.1 ถึง 7.3.4) ค่า  $|u_d|$ ,  $|u_q|$  และ  $|u_0|$  ที่ได้จากระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4 แสดงได้ ดังรูปที่ 8.28



รูปที่ 8.28 ข้อมูลค่า  $|u_{(dq0)}|$  สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4 กรณีใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม

จากรูปดังกล่าวเมื่อพิจารณาบนแกนด พบว่า ค่า  $|u_d|$  จากระบบทดสอบที่ 2 ให้ค่ามากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบทดสอบอื่น โดยมีค่า  $|u_d|$  สูงสุด ( $|u_d|^*$ ) เท่ากับ 0.80 กรณีพิจารณาบนแกนคว พบว่า ค่า  $|u_q|$  จากระบบทดสอบที่ 4 มีค่ามากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบทดสอบอื่น โดยมีค่า  $|u_q|^*$  เท่ากับ 0.18 และกรณีพิจารณาบนแกนศูนย์ พบว่า ค่า  $|u_o|$  จากระบบทดสอบที่ 4 มีค่ามากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบทดสอบอื่น โดยที่ ค่า  $|u_o|^*$  เท่ากับ 0.15 จากข้อมูลตามรูปที่ 8.28 จะได้ว่า ค่า  $|u_d|^*$ ,  $|u_q|^*$  และ  $|u_o|^*$  ถูกนำมาใช้เป็นค่าอ้างอิงให้ตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตบนแกนดคีวศูนย์ ตามลำดับ ดังรูปที่ 8.29





รูปที่ 8.29 การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของอินพุตบนแกนดีคิวศูนย์

ค่า  $|u_{(d)}|_{\max}$ ,  $|u_{(q)}|_{\max}$  และ  $|u_{(0)}|_{\max}$  สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (8.9) โดยที่ค่าตัวประกอบ  $k$  ทำหน้าที่ ปรับขยายขอบเขตฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต ซึ่งส่งผลให้ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวสามารถพิจารณาค่าความผิดพลาด ( $u_d, u_q, u_0$ ) ได้มากกว่าตัวควบคุมแบบดั้งเดิม ทั้งนี้เพื่อรองรับกรณีระบบทดสอบเกิดการเปลี่ยนแปลง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดค่า  $k$  เท่ากับ 2 เพื่อขยายขอบเขตการพิจารณาค่า  $|u_d|^*$ ,  $|u_q|^*$  และ  $|u_0|^*$  ออกเป็นสองเท่า

$$\left. \begin{aligned} |u_d|_{\max} &= k \times |u_d|^* \\ |u_q|_{\max} &= k \times |u_q|^* \\ |u_0|_{\max} &= k \times |u_0|^* \end{aligned} \right\} \quad (8.9)$$

- การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต

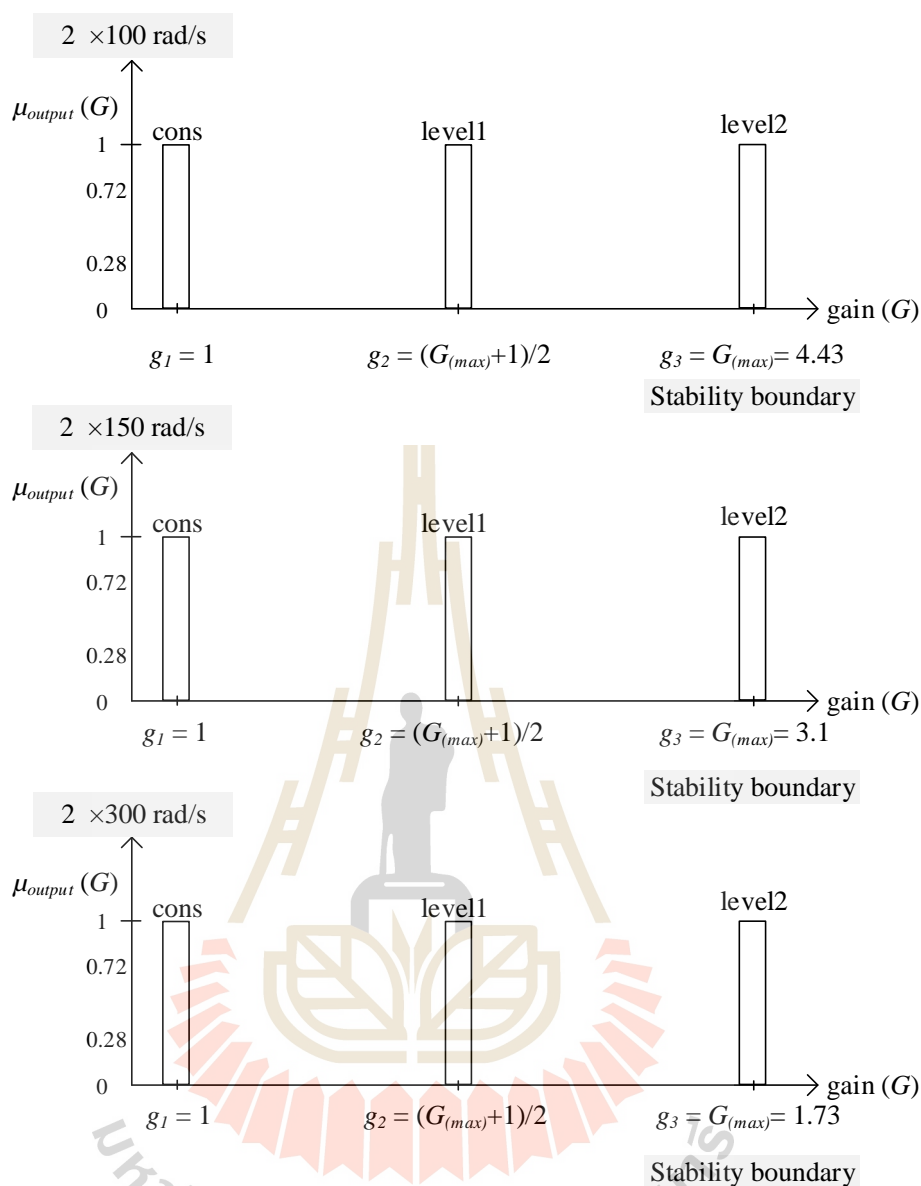
ฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุตทั้ง 3 ค่าเชิงภาษาได้รับการออกแบบให้มีลักษณะสมมาตรกัน ขอบเขตความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชย (นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 7.2.2) ถูกนำมาใช้เป็นเกณฑ์ในการกำหนดขอบเขตฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต ( $G_{\max}$ ) เพื่อออกแบบตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต (cons, level1, level2) ตามรูปที่ 8.23 ขอบเขตความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยต่อค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบดั้งเดิม ตามตารางที่ 7.3 ทำให้ทราบว่า การระบุค่า  $G_{\max}$  ในตำแหน่ง cons, level1 และ level2 ขึ้นอยู่กับความถี่เรโซแนนซ์ที่พิจารณา ( $\bar{S}_r$ ) ขอบเขตค่า  $G$  ที่ยังคงทำให้ระบบควบคุมกระแสชดเชยมีเสถียรภาพที่ความถี่เรโซแนนซ์ เท่ากับ  $2 \times 100$ ,  $2 \times 150$  และ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที เท่ากับ 4.43 3.10 และ 1.73 ตามลำดับ ดังนั้น ค่าดังกล่าวถูกนำมาใช้เป็นค่า  $G_{\max}$  เพื่อระบุตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุตที่ความถี่เรโซแนนซ์ เท่ากับ  $2 \times 100$ ,  $2 \times 150$  และ  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที ซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 8.30

ค่าเอาต์พุตชัดเจนของ gain ( $G_{(dq0)}$ ) บนแกนคิวิคศูนย์ สามารถคำนวณได้ด้วยวิธีค่าน้ำหนักเฉลี่ย (WA) ดังสมการที่ (8.10)

$$\begin{aligned} WA &= \frac{\sum_{m=1}^{m=3} \sim(g_m) \times g_m}{\sum_{m=1}^{m=3} \sim(g_m)} \\ &= \frac{(\sim(g_1) \times g_1) + (\sim(g_2) \times g_2) + (\sim(g_3) \times g_3)}{\sim(g_1) + \sim(g_2) + \sim(g_3)} \end{aligned} \quad (8.10)$$

โดยที่ ค่า  $g_m$  คือ ค่าคงที่ของเส้นตรงโทนที่ตำแหน่งใด ๆ

ค่า  $\sim(g_m)$  คือ ค่าระดับความเป็นสมาชิกของเส้นตรงโทนที่ตำแหน่ง  $g_m$



รูปที่ 8.30 การออกแบบตำแหน่งสำหรับฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุต

## 8.5 ผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

### ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว

การกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4 ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อนี้ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว หัวข้อที่ 8.5.1 นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

และสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยระหว่างตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว กับตัวควบคุมแบบดั้งเดิม (ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์) นอกจากนี้ ผู้วิจัยยังได้กำหนด โหลดชุดใหม่เพื่อทำการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุม ในกรณีมีฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญสอง อันดับ ซึ่งประเด็นดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 8.5.2

#### 8.5.1 การทดสอบเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ใช้ตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์กับตัวควบคุมดั้งเดิมสำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4

รายละเอียดสำหรับระบบทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกที่ 1 ถึง 4 ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.4.2 ถึง 6.4.5 ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ (ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม) ถูกกำหนดตามแนวทางการออกแบบในบทที่ 7 (รายละเอียดตามตารางที่ 7.1) ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว ประกอบด้วยสองส่วน ได้แก่ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมหลัก ซึ่งยังคงใช้ตามตารางที่ 7.1 เช่นเดิม ส่วนที่สองคือ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก ค่าพารามิเตอร์ส่วนดังกล่าวออกแบบตามแนวทางที่ได้ นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 8.4 ผลการออกแบบตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกอินพุตและเอาต์พุตสามารถสรุปได้ ดังตารางที่ 8.7 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตำแหน่งของฟังก์ชันสมาชิกอินพุตและเอาต์พุตได้รับการออกแบบที่แตกต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของค่าความผิดพลาด ( $|u_{(dq0)}|$ ) บนแกนดีคิวศูนย์ และขอบเขตความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ตามลำดับ

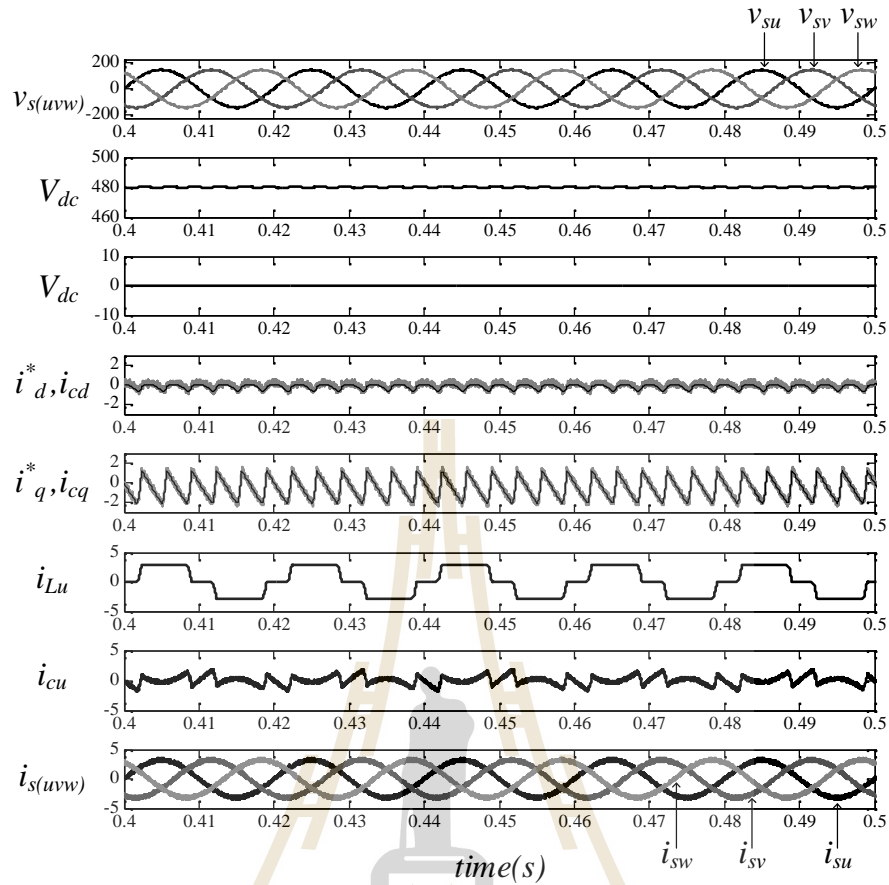
ตารางที่ 8.7 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิกสำหรับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ

ระบบที่ พิจารณา	ฟังก์ชัน สมาชิก	แกนที่พิจารณา		
		แกนดี	แกนคว	แกนศูนย์
ระบบ ทดสอบที่ 1	อินพุต	zero = [0, 0.8]	zero = [0, 0.18]	zero = [0, 0.15]
		pos1 = [0, 0.8, 1.6]	pos1 = [0, 0.18, 0.36]	pos1 = [0, 0.15, 0.3]
		pos2 = [0.8, 1.6]	pos2 = [0.18, 0.36]	pos2 = [0.15, 0.3]
	เอาต์พุต	cons = 1	cons = 1	cons = 1
		level1 = 1.365	level1 = 1.365	level1 = 2.05
		level2 = 1.73	level2 = 1.73	level2 = 3.1

ตารางที่ 8.7 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟuzzyลอจิกสำหรับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ (ต่อ)

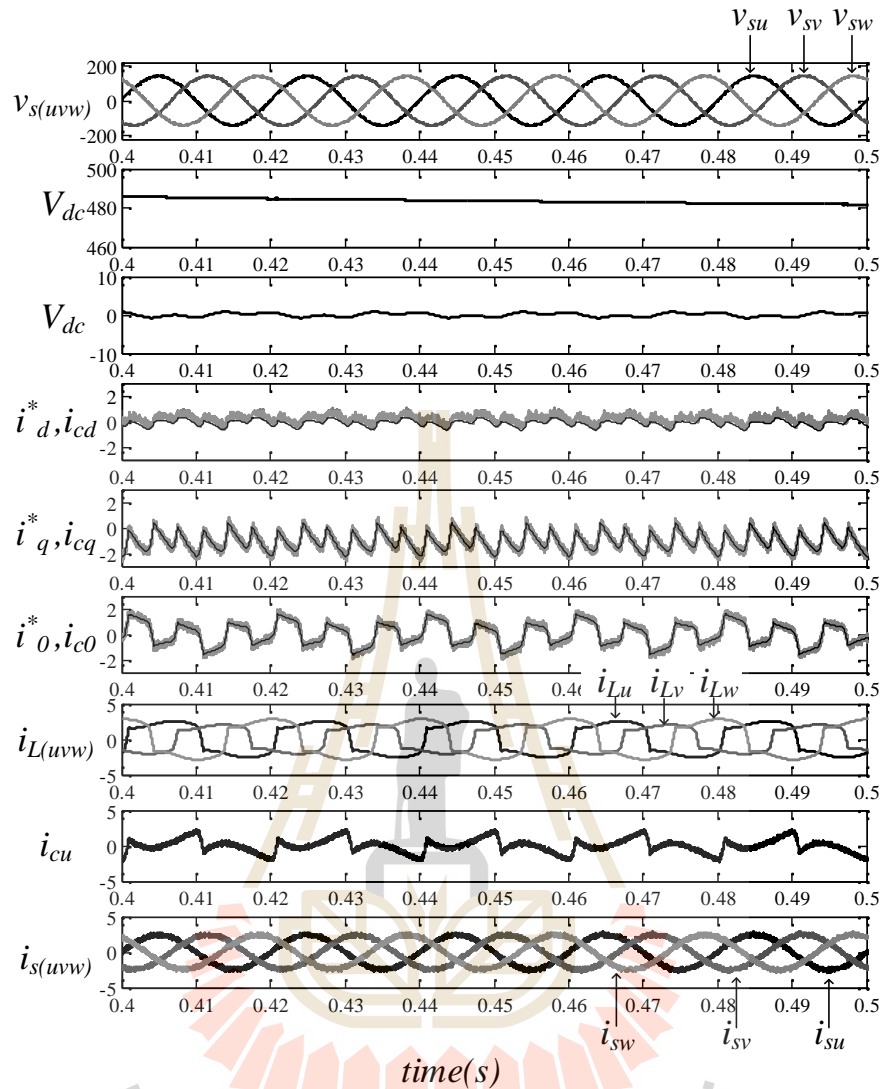
ระบบที่ พิจารณา	ฟังก์ชัน สมาชิก	แกนที่พิจารณา		
		แกนดี	แกนคิว	แกนศูนย์
ระบบ ทดสอบที่ 2	อินพุต	zero = [0, 0.8] pos1 = [0, 0.8, 1.6] pos2 = [0.8, 1.6]	zero = [0, 0.18] pos1 = [0, 0.18, 0.36] pos2 = [0.18, 0.36]	zero = [0, 0.15] pos1 = [0, 0.15, 0.3] pos2 = [0.15, 0.3]
	เอาต์พุต	cons = 1 level1 = 2.715 level2 = 4.43	cons = 1 level1 = 1.365 level2 = 1.73	cons = 1 level1 = 2.05 level2 = 3.1
ระบบ ทดสอบที่ 3	อินพุต	zero = [0, 0.8] pos1 = [0, 0.8, 1.6] pos2 = [0.8, 1.6]	zero = [0, 0.18] pos1 = [0, 0.18, 0.36] pos2 = [0.18, 0.36]	zero = [0, 0.15] pos1 = [0, 0.15, 0.3] pos2 = [0.15, 0.3]
	เอาต์พุต	cons = 1 level1 = 1.365 level2 = 1.73	cons = 1 level1 = 2.715 level2 = 4.43	cons = 1 level1 = 2.05 level2 = 3.1
ระบบ ทดสอบที่ 4	อินพุต	zero = [0, 0.8] pos1 = [0, 0.8, 1.6] pos2 = [0.8, 1.6]	zero = [0, 0.18] pos1 = [0, 0.18, 0.36] pos2 = [0.18, 0.36]	zero = [0, 0.15] pos1 = [0, 0.15, 0.3] pos2 = [0.15, 0.3]
	เอาต์พุต	cons = 1 level1 = 2.715 level2 = 4.43	cons = 1 level1 = 1.365 level2 = 1.73	cons = 1 level1 = 2.05 level2 = 3.1

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4 ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปแสดงได้ ดังรูปที่ 8.31 ถึง 8.34 ตามลำดับ ผลการทดสอบสำหรับระบบทดสอบที่ 1 ตามรูปที่ 8.31 พบว่า รูปสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย ( $v_{s(uvw)}$ ) มีลักษณะเป็นรูปไซน์ สมดุล แรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ( $\sum V_{dc}, \Delta V_{dc}$ ) ได้รับการควบคุมให้คงที่ตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง โดยที่  $V_{dc,1}$  และ  $V_{dc,2}$  มีค่าที่เท่ากับ 240 โวลต์ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวสามารถควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิว ( $i_{cd}, i_{cq}$ ) ให้มีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิว ( $i_d^*, i_q^*$ ) ภายหลังการฉีดกระแสชดเชย ( $i_{c(uvw)}$ ) เข้าสู่ระบบ จะได้ว่า กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_{s(uvw)}$ ) กลับมามีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์สมดุล



รูปที่ 8.31 ผลการกำจัดการรบกวนด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว สำหรับระบบทดสอบที่ 1

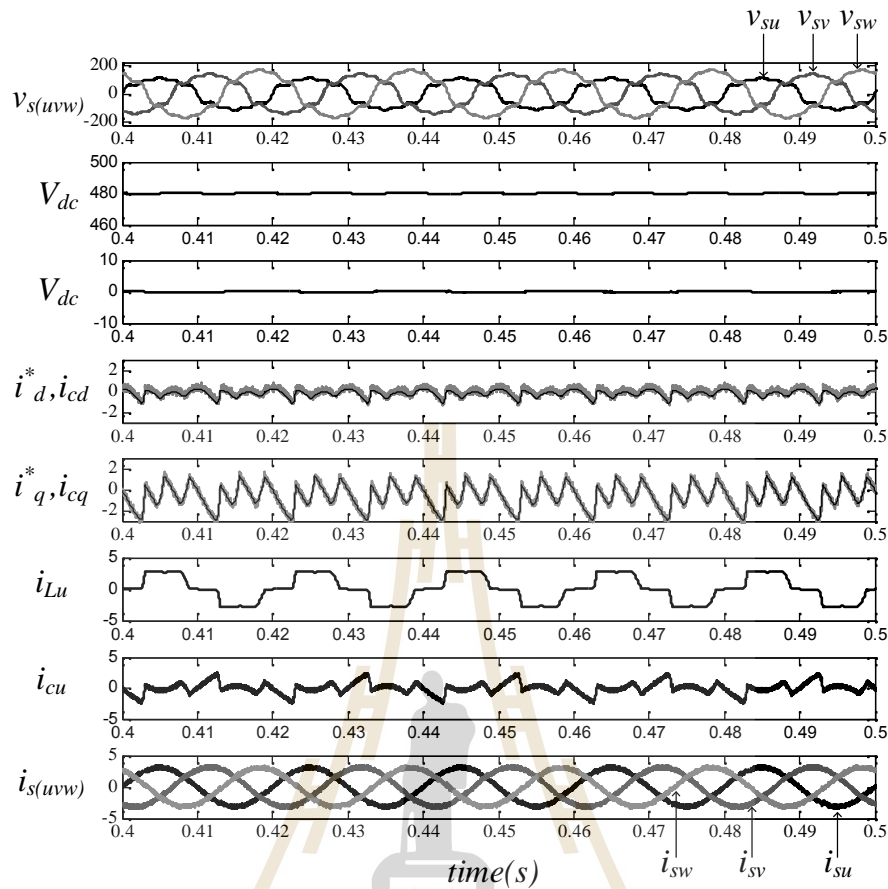
ผลการทดสอบสำหรับระบบทดสอบที่ 2 ในรูปที่ 8.32 พบว่า แหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ซึ่งส่งผลให้กระแสโหลด ( $i_{L(uvw)}$ ) มีรูปสัญญาณผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และมีลักษณะไม่สมดุล อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวยังคงสามารถควบคุมกระแสขดลวดบนแกนดีคิวศูนย์ ( $i_{cd}, i_{cq}, i_{c0}$ ) ให้มีลักษณะคล้ายตามรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์ได้ ( $i_d^*, i_q^*, i_0^*$ ) ซึ่งภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{s(uvw)}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์สมดุล ในขณะที่ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ายังคงสามารถควบคุมค่า  $\sum V_{dc}$  และ  $\Delta V_{dc}$  ได้ตามการออกแบบ



รูปที่ 8.32 ผลการกําลังการอนิกด้วยตัวควบคุมสํัดส่วร่วกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว  
สําหรับระบบทดสอบที่ 2

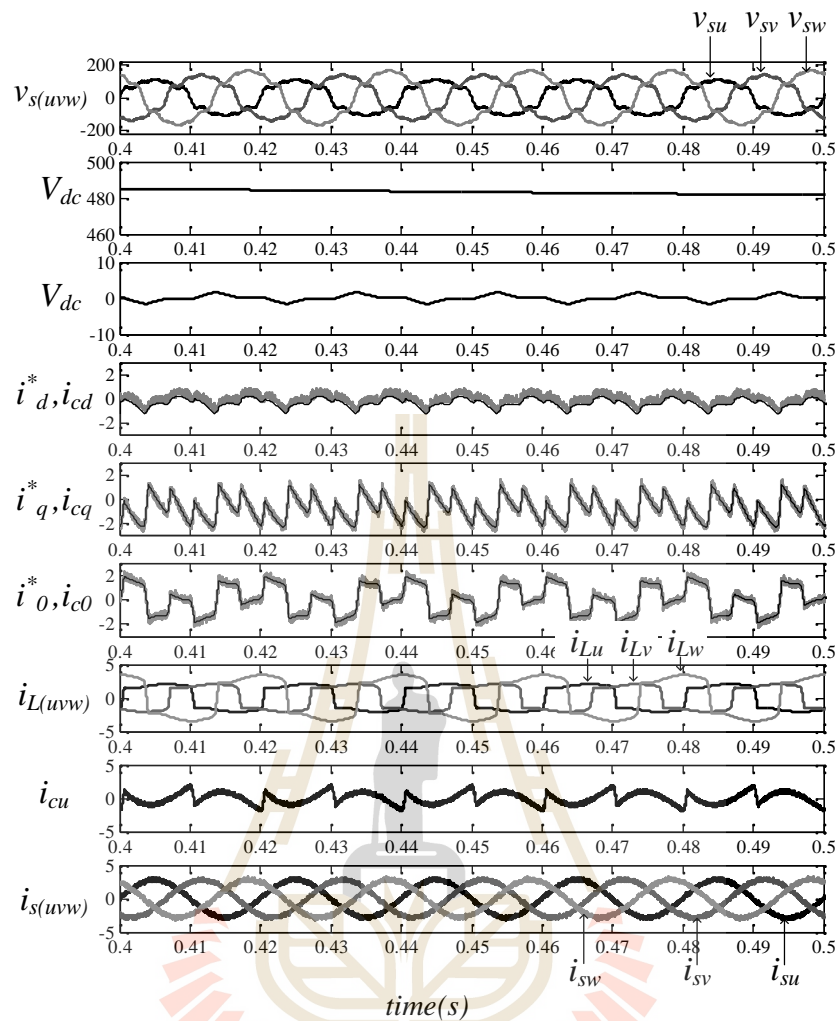
ผลการทดสอบสําหรับระบบทดสอบที่ 3 ในรูปที่ 8.33 สังกัดได้ว่า ระบบทดสอบดังกล่าวถูกพิจารณาในสภาวะแหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ โดยที่รูปสัญญาณ  $v_{s(uvw)}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนจากรูปไซน์และไม่สมดุล แหล่งจ่ายดังกล่าวถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล ดังนั้น รูปสัญญาณ  $i_{L(uvw)}$  จึงมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์ อย่างไรก็ตาม วงจรกรองกำลังแอคทีฟดำเนินการลด  $i_{c(uvw)}$  เข้าสู่ระบบ จากผลดังกล่าวทำให้ รูปสัญญาณ  $i_{s(uvw)}$  กลับมามีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์มากขึ้น ในส่วนของระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง พบว่า  $\sum V_{dc}$  มีค่าคงที่ตามการออกแบบ เท่ากับ 480 โวลต์ และ  $\Delta V_{dc}$  ถูกควบคุมให้มีค่าใกล้เคียงศูนย์





รูปที่ 8.33 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว สำหรับระบบทดสอบที่ 3

ผลการทดสอบสำหรับระบบทดสอบที่ 4 ในรูปที่ 8.34 อธิบายได้ว่า ระบบที่พิจารณา มีลักษณะไม่อุดมคติ (แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ, โหลดไม่สมดุล) ด้วยเหตุนี้ รูปสัญญาณ  $v_{s(uvw)}$  และ  $i_{L(uvw)}$  จึงมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ และมีลักษณะไม่สมดุลทั้งสามเฟส อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวยังคงสามารถควบคุมให้  $i_{cd}, i_{cq}$  และ  $i_{c0}$  ติดตามค่ากระแส  $i_d^*, i_q^*$  และ  $i_0^*$  ตามลำดับ ภายหลังจากการฉีด  $i_{c(uvw)}$  เข้าสู่ระบบ พบว่า  $i_{s(uvw)}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และกลับมามีลักษณะสมดุลทั้งสามเฟส นอกจากนี้  $\sum V_{dc}$  และ  $\Delta V_{dc}$  มีค่าเท่ากับ 480 โวลต์ และใกล้เคียงศูนย์ ตามลำดับ ซึ่งค่าดังกล่าวได้รับการควบคุมตามการออกแบบของผู้วิจัย



รูปที่ 8.34 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว สำหรับ ระบบทดสอบที่ 4

ผลทดสอบการเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุมแบบดั้งเดิม (P+RES) กับตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว (Adaptive P+RES) แสดงได้ ดังตารางที่ 8.8 ผลการจำลองสถานการณ์สำหรับระบบทดสอบที่ 1 (แหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติ, โหลดสมดุล) จากตารางดังกล่าว พบว่า ตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าตัวควบคุม P+RES โดยที่ตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $\%THD_{av}$  ในช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา กระแสโหลดเพิ่มขึ้น และกระแสโหลดลดลง เท่ากับ 1.32 1.33 และ 1.85 ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์สำหรับระบบทดสอบที่ 2 (แหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติ, โหลดไม่สมดุล) มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก และการชดเชยกระแสนิวทรัลในระบบ ซึ่งพบว่า ตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $\%THD_{av}$  และ  $\%CUF$  ที่ดีกว่าตัว

ควบคุม P+RES ตัวควบคุมดังกล่าวให้ค่า  $\%THD_{av}$  และ  $\%CUF$  ในช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา กระแสโหลดเพิ่มขึ้น และกระแสโหลดลดลง เท่ากับ 2.14, 1.77, 2.30 และ 0.49, 0.60, 0.61 ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์สำหรับระบบทดสอบที่ 3 (แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ, โหลดสมดุล) ปรากฏว่า ตัวควบคุม Adaptive P+RES มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี เมื่อทดสอบในสถานะที่แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ โดยที่ค่า  $\%THD_{av}$  ในช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา กระแสโหลดเพิ่มขึ้น และกระแสโหลดลดลง เท่ากับ 2.25 2.06 และ 2.44 ตามลำดับ

ตารางที่ 8.8 การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกับตัวควบคุมดั้งเดิม สำหรับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4

ดัชนีชี้วัด	กระแสโหลดลดลง			กระแสโหลดที่พิจารณา			กระแสโหลดเพิ่มขึ้น		
	ก่อน ชดเชย	ภายหลังชดเชย		ก่อน ชดเชย	ภายหลังชดเชย		ก่อน ชดเชย	ภายหลังชดเชย	
		P+RES	Adaptive P+RES		P+RES	Adaptive P+RES		P+RES	Adaptive P+RES
กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายสำหรับระบบทดสอบที่ 1									
$\%THD_{av}$	28.73	2.64	1.85	28.26	2.48	1.32	27.92	2.56	1.33
$\%CUF$	0.00	0.08	0.03	0.00	0.12	0.06	0.00	0.08	0.01
$PF$	0.96	0.99	0.99	0.96	1.00	0.99	0.96	1.00	1.00
กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายสำหรับระบบทดสอบที่ 2									
$\%THD_{av}$	30.94	2.59	2.30	32.11	2.34	2.14	32.95	2.17	1.77
$\%CUF$	11.11	0.87	0.61	9.33	0.78	0.49	10.62	0.85	0.60
$PF$	0.83	0.99	0.99	0.83	0.99	0.99	0.82	0.99	0.99
กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายสำหรับระบบทดสอบที่ 3									
$\%THD_{av}$	32.17	2.78	2.44	31.37	2.61	2.25	30.65	2.81	2.06
$\%CUF$	0.00	0.88	0.63	0.00	0.53	0.38	0.00	0.45	0.30
$PF$	0.94	0.99	0.99	0.94	0.99	0.99	0.94	1.00	1.00
กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายสำหรับระบบทดสอบที่ 4									
$\%THD_{av}$	36.32	2.90	2.42	37.22	3.42	2.33	37.85	3.46	2.46
$\%CUF$	19.09	1.32	0.63	17.48	1.00	0.80	17.55	1.05	0.54
$PF$	0.82	0.99	0.99	0.82	0.99	0.99	0.81	0.99	0.99

ระบบทดสอบที่ 4 (แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติ, โหลดไม่สมดุล) ได้รับการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก และการชดเชยกระแสรีแอกทีฟในระบบที่มี

แหล่งจ่ายไม่อุดมคติ ซึ่งผลจากตารางที่ 8.8 ปรากฏว่า ตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก และการชดเชยกระแสไฟฟ้าที่ต่ำกว่าตัวควบคุม P+RES โดยที่พิจารณาได้จากค่า  $\%THD_{av}$  และ  $\%CUF$  ตามลำดับ ผลการทดสอบในช่วงกระแสโหลดที่พิจารณา กระแสโหลดเพิ่มขึ้น และกระแสโหลดลดลง พบว่า  $\%THD_{av}$  และ  $\%CUF$  ที่ได้จากตัวควบคุม Adaptive P+RES มีค่าเท่ากับ 2.33, 2.46, 2.42 และ 0.8, 0.54, 0.63 ตามลำดับ นอกจากนี้ ตัวควบคุม Adaptive P+RES ยังสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบได้เช่นเดียวกับตัวควบคุม P+RES โดยพิจารณาได้จาก  $PF$  ที่มีค่าใกล้เคียงหนึ่ง

### 8.5.2 การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับ

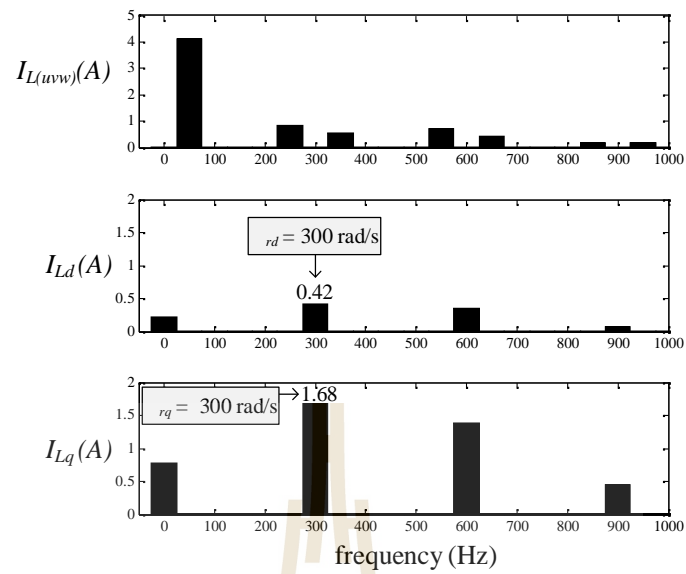
#### เรโซแนนซ์เชิงปรับตัวสำหรับโหลดชุดใหม่

การกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดชุดใหม่ ดังรูปที่ 8.35 มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับตัวควบคุม Adaptive P+RES ในกรณีที่ระบบมีปริมาณฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญเพิ่มขึ้น โหลดชุดใหม่ คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ ( $R_L = 62 \Omega, L_L = 300 \text{ mH}$ ) ต่อขนานกับโหลดที่มีแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ ( $i'_{Lu}, i'_{Lv}, i'_{Lw}$ ) โดยที่  $i'_{Lu}, i'_{Lv}$  และ  $i'_{Lw}$  ถูกกำหนดตามสมการที่ (8.11)

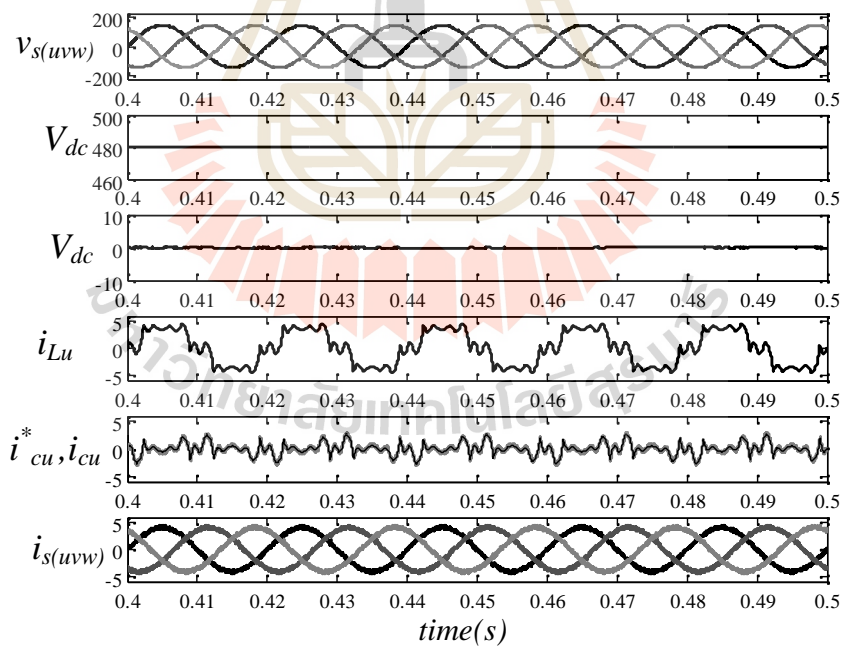
$$\begin{aligned} i'_{Lu} &= 0.66\sin(\tilde{S}_{11}t) + 0.46\sin(\tilde{S}_{13}t) \\ i'_{Lv} &= 0.66\sin(\tilde{S}_{11}t + \frac{2f}{3}) + 0.46\sin(\tilde{S}_{13}t - \frac{2f}{3}) \\ i'_{Lw} &= 0.66\sin(\tilde{S}_{11}t - \frac{2f}{3}) + 0.46\sin(\tilde{S}_{13}t + \frac{2f}{3}) \end{aligned} \quad (8.11)$$

สเปกตรัมกระแสโหลด ( $i_{L(uvw)}, i_{L(dq)}$ ) แสดงได้ ดังรูปที่ 8.36 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่า ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกบนแกนสามเฟส ( $I_{L(uvw)}$ ) ปรากฏที่ความถี่ 250, 350, 550 และ 650 เฮิรตซ์ เป็นต้น ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกดังกล่าวเมื่อพิจารณาบนแกนดีคิว ( $I_{Ld}, I_{Lq}$ ) จะปรากฏที่ความถี่ 300 เฮิรตซ์ (250 กับ 350 เฮิรตซ์บนแกนสามเฟส) และ 600 เฮิรตซ์ (550 กับ 650 เฮิรตซ์บนแกนสามเฟส) ค่า  $I_{Ld}$  และ  $I_{Lq}$  ที่ได้จากโหลดชุดใหม่มีปริมาณที่สูงกว่า เมื่อเทียบกับระบบทดสอบที่ 1 ถึง 4 โดยที่ ค่า  $I_{Ld}$  และ  $I_{Lq}$  ที่ความถี่ 300 เฮิรตซ์ (ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญ) มีค่าเท่ากับ 0.42 และ 1.68 ตามลำดับ ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีโหลดชุดใหม่แสดงได้ ดังรูปที่ 8.37





รูปที่ 8.36 สเปกตรัมกระแสโหลดบนแกนสามเฟสและบนแกนดีคิวศูนย์



รูปที่ 8.37 ผลการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว  
กรณีโหลดชุดใหม่

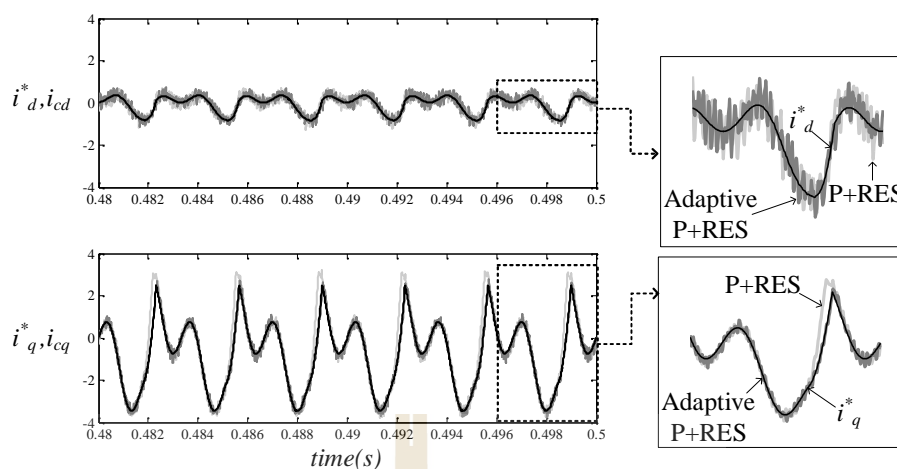
จากรูปที่ 8.37 ปรากฏว่า แรงดันที่แหล่งจ่ายแบบอุดมคติ ( $v_{s(uvw)}$ ) ถูกต่อเข้ากับ โหลดชุดใหม่ ส่งผลให้กระแสโหลด ( $i_{L(uvw)}$ ) มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ ค่า  $\%THD_{av}$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 35.42 จากนั้นระบบควบคุมดำเนินการควบคุมการบิดกระแส ชดเชย ( $i_{c(uvw)}$ ) และแรงดันบัลไฟตรง ( $\sum V_{dc}, \Delta V_{dc}$ ) สำหรับวงจรรอกำลังแอคทีฟ ภายหลังการ ชดเชย พบว่า กระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟส ( $i_{s(uvw)}$ ) มีลักษณะเป็นรูปไซน์สมดุล โดยที่  $\%THD_{av}$  ภายหลังการชดเชยกรณีใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิมและตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิง ปรับตัวมีค่า เท่ากับ 4.42 และ 1.94 ตามลำดับ ดังนั้น ตัวควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึง มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบดั้งเดิมสำหรับกรณีโหลดชุดใหม่ นอกจากนี้ ตัวควบคุมดังกล่าวยังสามารถให้ค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้ 1 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการ กำจัด ฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุม P+RES กับ Adaptive P+RES แสดงได้ ดังตารางที่ 8.9

ตารางที่ 8.9 การเปรียบเทียบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกระหว่างตัวควบคุมสัดส่วน ร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกับตัวควบคุมดั้งเดิม กรณีโหลดชุดใหม่

ดัชนีชี้วัด	กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายสำหรับระบบทดสอบใหม่		
	ก่อนชดเชย	ภายหลังชดเชย	
		P+RES	Adaptive P+RES
$\%THD_{av}$	35.42	4.42	1.94
$\%CUF$	0.00	0.17	0.11
$PF$	0.93	0.99	1.00

ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดี ทั้งนี้ เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าวมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดี ดังรูปที่ 8.38 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่า  $i_{cd}$  และ  $i_{cq}$  ที่ได้จากตัวควบคุม Adaptive P+RES มีลักษณะการติดตามค่า  $i_d^*$  และ  $i_q^*$  ที่ดีกว่าค่า  $i_{cd}$  และ  $i_{cq}$  ที่ได้จากตัวควบคุม P+RES โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงที่มีการ เปลี่ยนแปลงรูปสัญญาณที่สูง ดัชนีชี้วัดสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยแสดงได้ ดังตารางที่ 8.10 ตารางดังกล่าวแสดงค่าความคลาดเคลื่อนทางขนาดและเฟส ( $\%err_{mag}, \%err_{phase}$ ) ที่ความถี่ ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ผลปรากฏว่า ตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  น้อยกว่าตัวควบคุม P+RES โดยที่ค่า  $\%err_{mag}$  กับ  $\%err_{phase}$  ที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับ ที่ 5 และ 7 เท่ากับ 0.21 กับ 0.47 และ 0.12 กับ 0.22 ตามลำดับ





รูปที่ 8.38 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสคเซชบนแกนดีคิวกรณีโหลดชุดใหม่

ตารางที่ 8.10 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสคเซชที่ฮาร์มอนิกอันดับ 5 และ 7 ด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว กรณีโหลดชุดใหม่

อันดับ ฮาร์มอนิก	กระแสอ้างอิง ( $i_{cu}^*$ )	กระแสคเซช ( $i_{cu}$ )		ค่าความคลาดเคลื่อน $\%err = \left  \frac{i_{cu}^* - i_{cu}}{i_{cu}^*} \right  \times 100$			
	ขนาด / มุมเฟส	ขนาด / มุมเฟส	ขนาด / มุมเฟส	ขนาด ( $\%err_{mag}$ )		มุมเฟส ( $\%err_{phase}$ )	
		P+RES	Adaptive P+RES	P+RES	Adaptive P+RES	P+RES	Adaptive P+RES
5	0.8299 / 146.8°	0.8334 / 147.9°	0.8317 / 147.5°	0.42	0.21	0.75	0.47
7	0.5689 / 135.6°	0.5713 / 133.5°	0.5682 / 135.3°	0.42	0.12	1.55	0.22

## 8.6 สรุป

บทนี้นำเสนอการพัฒนาสมรรถนะระบบควบคุมกระแสคเซชสำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ วัตถุประสงค์ของการพัฒนางานในส่วนดังกล่าว เพื่อให้ได้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีในทุกกรณีโหลด ตัวควบคุมพีชซีลอจิกถูกนำมาใช้เป็นกลไกการปรับค่าอัตราขยายให้กับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ หรือเรียกว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว ตัวควบคุมพีชซีลอจิกได้รับการออกแบบในส่วนต่าง ๆ เพื่อให้เหมาะสมกับงาน โดยแบ่ง

การออกแบบเป็นส่วน ได้แก่ การออกแบบตัวแปรภาษาและค่าเชิงภาษา การออกแบบกฎฟัซซี การออกแบบตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกอินพุต และเอาต์พุต นอกจากนี้ ตัวควบคุมฟัซซีลอจิกยังได้รับการทดสอบสมรรถนะในสองส่วนสำคัญ ได้แก่ การทดสอบรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกอินพุต และการทดสอบจำนวนค่าเชิงภาษา จากผลการออกแบบและทดสอบ จึงทำให้ ผู้วิจัยกำหนดใช้ตัวควบคุมฟัซซีลอจิกที่มีลักษณะที่สำคัญ ส่วนที่หนึ่ง คือ ฟังก์ชันสมาชิกอินพุตรูปทรงสามเหลี่ยมที่มีค่าเชิงภาษา 3 ค่า (zero, pos1, pos2) โดยที่ตำแหน่งของเซต zero, pos1 และ pos2 ได้รับการออกแบบมาจากขนาดของค่าความผิดพลาดระหว่างกระแสอ้างอิงและกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ส่วนที่สอง คือ การกำหนดใช้กฎฟัซซีจำนวน 3 กฎ ส่วนที่สาม คือ ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงโทน 3 ค่า ได้แก่ cons, level1 และ level2 โดยที่การออกแบบตำแหน่งของ cons, level1 และ level2 พิจารณาจากเกณฑ์ความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ส่วนสุดท้าย คือ การอนุมานฟัซซีด้วยวิธี Takagi - Sugeno โดยมีการทำดีฟัซซีด้วยวิธีค่าน้ำหนักเฉลี่ย ตัวควบคุมฟัซซีลอจิกที่ได้รับการออกแบบอย่างเหมาะสมถูกนำมาใช้งานร่วมกับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ที่ได้รับการออกแบบด้วยวิธีการดั้งเดิม ซึ่งผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกกับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ และกรณีโหลดชุดใหม่ พบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวยังคงให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าตัวควบคุมแบบดั้งเดิม ถึงแม้ว่าระบบจะเกิดการเปลี่ยนแปลงในลักษณะต่าง ๆ ตามที่นำเสนอไว้ในบทนี้ โดยมีค่า  $\%THD_{av}$ ,  $\%CUF$  และ  $PF$  เป็นดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก

## บทที่ 9

### ชุดทดสอบและผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ในระบบสามเฟสสี่สาย

#### 9.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบสามเฟสสี่สาย ในภาคปฏิบัติ การสร้างชุดทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.2 ชุดอุปกรณ์เครื่องมือต่าง ๆ วงจรไฟฟ้าที่เกี่ยวข้อง และการโปรแกรมทางดิจิทัลด้วยบอร์ด DSP ได้ถูกรวบรวมและนำเสนอไว้ในหัวข้อดังกล่าว การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้แบ่งออกเป็น 2 ระบบ ระบบที่หนึ่ง คือ การทดสอบระบบกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล ระบบที่สอง คือ การทดสอบระบบกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ (นำเสนอไว้ในบทที่ 6) ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (นำเสนอไว้ในบทที่ 7) และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว (นำเสนอไว้ในบทที่ 8) ได้รับการทดสอบสมรรถนะ เพื่อเปรียบเทียบผลและยืนยันผลโดยชุดทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในห้องปฏิบัติการ ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.3 นอกจากนี้ ยังได้นำเสนอผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีที่โหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด

#### 9.2 ชุดทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบสามเฟสสี่สาย

ชุดทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุลและไม่สมดุลแสดงได้ดังรูปที่ 9.1 และ 9.2 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว พบว่า ชุดทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบสามเฟสสี่สายมีองค์ประกอบแบ่งออกเป็น 3 ส่วนสำคัญ ได้แก่ ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา วงจรกรองกำลังแอกทีฟ และระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ส่วนที่หนึ่ง คือ ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ต่อเข้ากับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสที่ต่อเข้ากับตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำสามชุด ถูกนำมาใช้เป็นโหลดให้กับระบบสมดุล และไม่สมดุล ตามลำดับ รายละเอียดของชุดอุปกรณ์ในส่วนที่หนึ่งนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.2.1



ส่วนที่สอง คือ ระบบควบคุมวงจรรอกำลังแอกทีฟ ซึ่งทำหน้าที่ ควบคุมการทำงานของ วงจรโออิจีบีทีอินเวอร์เตอร์ การดำเนินงานในส่วนดังกล่าวสามารถแบ่งออกเป็น 6 ขั้นตอน ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ตรวจวัดค่าทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่พิจารณา ได้แก่ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ( $v_{pcc,u}, v_{pcc,v}, v_{pcc,w}$ ) กระแสไฟฟ้าที่โหลด ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}$ ) ค่ากระแสชดเชย ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) และ แรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) เพื่อใช้เป็นค่าอินพุตสำหรับการคำนวณแรงดันเอาต์พุตของ อินเวอร์เตอร์อ้างอิง ( $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*, v_{w,out}^*$ ) รายละเอียดของชุดวงจรการตรวจวัดค่าทางไฟฟ้าได้ถูก นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.2.2

ขั้นตอนที่ 2 ปรับสเกลค่าทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่ตรวจวัดได้ ด้วยวงจรปรุงแต่งสัญญาณ (signal conditioning) ทั้งนี้เพื่อให้ค่าดังกล่าวอยู่ในช่วงที่บอร์ด eZdsp™ F28335 สามารถรองรับได้ ชุดอุปกรณ์และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรถูกนำเสนอในหัวข้อที่ 9.2.3

ขั้นตอนที่ 3 ดำเนินการประมวลผลทางดิจิทัลด้วยบอร์ด eZdsp™ F28335 การระบุ เอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดัน บัสไฟตรง ได้รับการประมวลผลในส่วนนี้ เพื่อคำนวณค่า  $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  รายละเอียดการ ใช้งานบอร์ด eZdsp™ F28335 และการโปรแกรมนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.2.4

ขั้นตอนที่ 4 แปลงข้อมูลดิจิทัลของ  $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ที่ได้จากบอร์ด eZdsp™ F28335 ให้เป็นค่าสัญญาณแอนะล็อก โดยอาศัยวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (Digital to Analog converter) รายละเอียดการสร้างชุดวงจรดังกล่าวนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.2.5

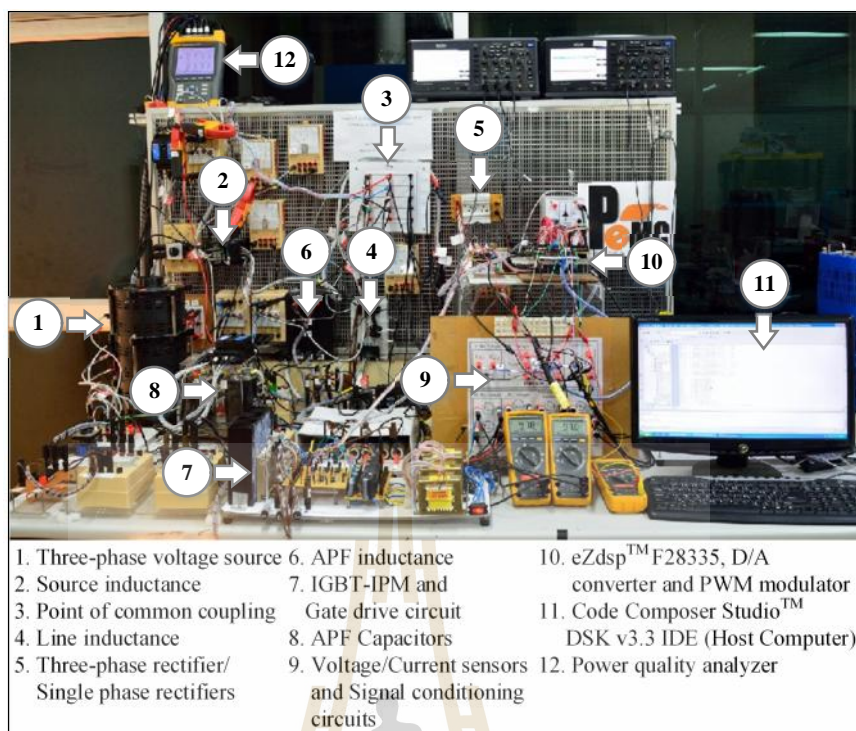
ขั้นตอนที่ 5 สร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ค่าสัญญาณแอนะล็อกของ  $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ถูกนำมาใช้เป็นค่า สัญญาณอ้างอิงเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม จนกระทั่งได้สัญญาณพัลส์สำหรับการ ควบคุม ชุดสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.2.6

ขั้นตอนที่ 6 สร้างสัญญาณขับเกตให้กับอุปกรณ์การสวิตช์โออิจีบีทีของวงจร อินเวอร์เตอร์ด้วยวงจรขับเกต เพื่อควบคุมการฉีดกระแสชดเชย ชุดวงจรดังกล่าวนำเสนอไว้ใน หัวข้อที่ 9.2.7

ส่วนที่สาม คือ วงจรรอกำลังแอกทีฟ วงจรดังกล่าวมีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก (split capacitor active power filter) กล่าวคือ วงจรโออิจีบีทีอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันถูกต่อ เข้ากับตัวเก็บประจุสองชุด ( $C_{dc,1}, C_{dc,2}$ ) ทางด้านดีซี และถูกต่อเข้ากับตัวเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) ทางด้าน เอซีทั้งสามเฟส รายละเอียดของชุดอุปกรณ์ในส่วนที่สามนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 9.2.8

องค์ประกอบที่สำคัญทั้งสามส่วนถูกสร้างขึ้นเป็นชุดทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกใน ห้องปฏิบัติการ ดังรูปที่ 9.3 รายละเอียดของการสร้างชุดทดสอบแต่ละส่วนสามารถนำเสนอได้ ดังนี้





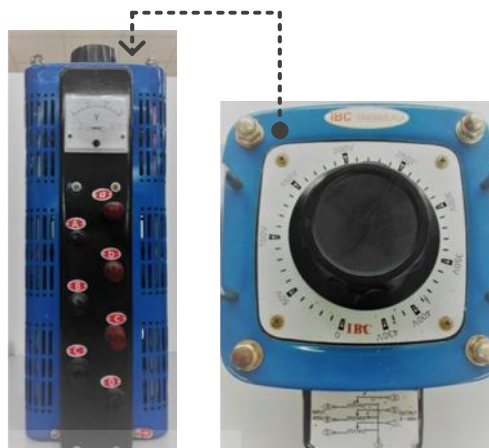
รูปที่ 9.3 ระบบทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในห้องปฏิบัติการ

### 9.2.1 ระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณา

ระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณา ประกอบด้วย ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลัง ชุดสายส่งไฟฟ้ากำลัง และชุดโหลดทดสอบ ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังแสดงได้ ดังรูปที่ 9.4 จากรูปดังกล่าว พบว่า แหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลัง ดังรูปที่ 9.4 (ก) มีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบคงค่า (บริษัท ELWE) ซึ่งให้ค่าแรงดันไฟฟ้า เท่ากับ 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ต่อเฟส แหล่งจ่ายดังกล่าวถูกต่อเข้ากับหม้อแปลงสามเฟสแบบปรับค่าได้ (3-phase variable transformer, รุ่น IBC-VR3000-3, บริษัท Takamura) ดังรูปที่ 9.4 (ข) ทั้งนี้เพื่อปรับค่าแรงดันไฟฟ้าให้ได้ตามระบบที่พิจารณา ( $100 \text{ V}_{\text{rms}}$ , 50 Hz) โดยที่หม้อแปลงสามเฟสแบบปรับค่าได้มีพิกัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุต เท่ากับ 415 โวลต์ และ 0 ถึง 450 โวลต์ ตามลำดับ นอกจากนี้มีพิกัดกระแสทางด้านเอาต์พุต เท่ากับ 4 แอมแปร์ จากนั้นนำชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังแบบปรับค่าได้ดังกล่าวต่อเข้ากับหม้อแปลงไฟฟ้าทั้งสามเฟส (transformer, บริษัท Henry) เพื่อทำหน้าที่แยกกราวด์ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกออกจากระบบไฟฟ้าในห้องปฏิบัติการ และป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับชุดโหลดทดสอบ โดยที่หม้อแปลงดังกล่าวมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ เท่ากับ 220 และ 110 โวลต์อาร์เอ็มเอส ตามลำดับ ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ และมีพิกัดกระแสทางด้านเอาต์พุต เท่ากับ 20 แอมป์



(ก) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบคงค่า



(ข) หม้อแปลงสามเฟสแบบปรับค่าได้

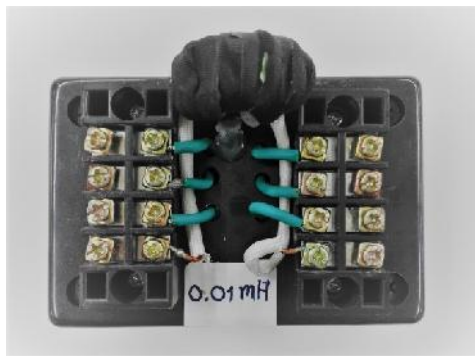


(ค) หม้อแปลงหนึ่งเฟสจำนวนสามชุด

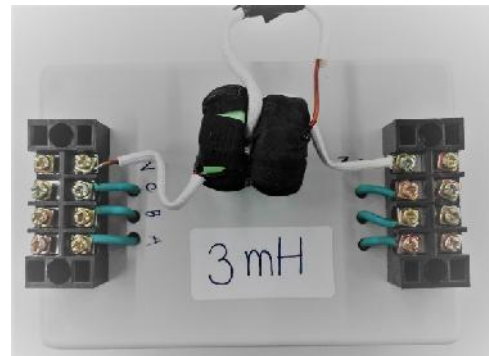
รูปที่ 9.4 ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังสำหรับระบบกำลังสามเฟส

ชุดสายส่งไฟฟ้ากำลัง ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำทางด้านแหล่งจ่าย ( $L_s$ ) ดังรูปที่ 9.5 (ก) และตัวเหนี่ยวนำทางด้านโหลด ( $L_{eq}$ ) ดังรูปที่ 9.5 (ข) ตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  มีขนาดเท่ากับ 10 ไมโครเฮนรี ซึ่งมีพิกัดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 10 แอมแปร์ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  เป็นตัวเหนี่ยวนำทางด้านแหล่งจ่ายสามเฟสและนิวทรอล ( $i_{su}, i_{sv}, i_{sw}, i_{sn}$ ) ตัวเหนี่ยวนำ  $L_{eq}$  มีขนาดเท่ากับ 3 มิลลิเฮนรี และมีพิกัดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 10 แอมแปร์ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_{eq}$  เป็นตัวเหนี่ยวนำทางด้านโหลดทั้งสามเฟส และนิวทรอล ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}, i_{Ln}$ )



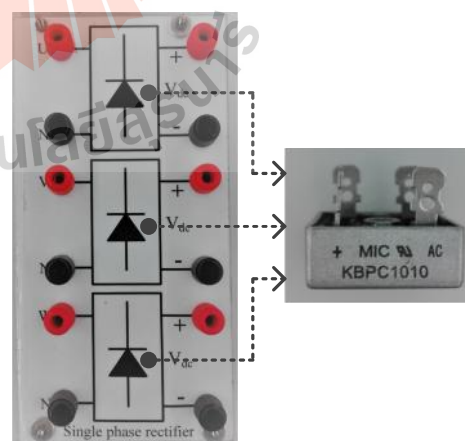
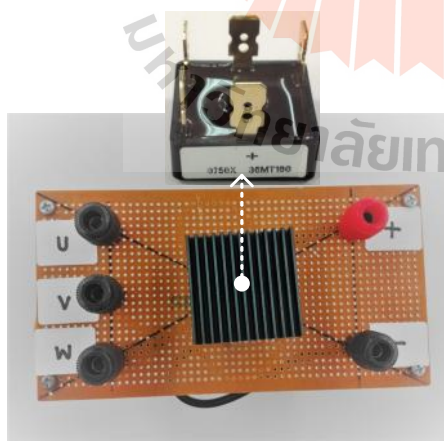


$L_s$



$L_{eq}$

$L_s$   $L_{eq}$



$R_L$

$L_L$

$R_L$

$L_L$

$L_L$

$L_L$

$L_L$



$L_L$



$L_L$

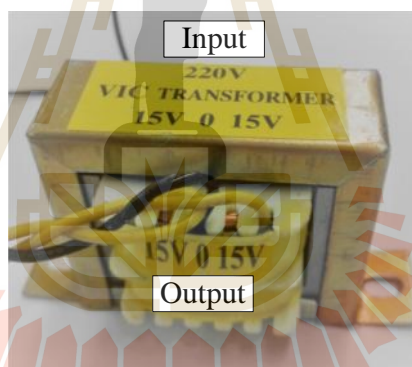


$L_L$

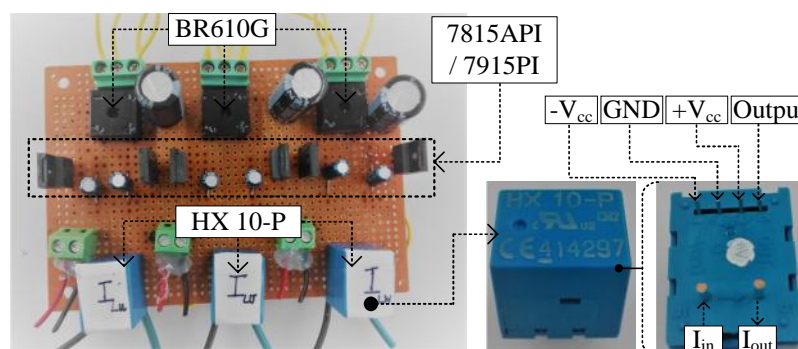
$L_L$

### 9.2.2 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ค่าทางไฟฟ้าในระบบถูกตรวจวัดเป็น 3 ส่วนหลัก ส่วนแรก คือ การตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ( $v_{pcc,u}, v_{pcc,v}, v_{pcc,w}$ ) ด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีลักษณะเป็นหม้อแปลงแท่งกลาง (center-tapped transformer) ดังรูปที่ 9.9 หม้อแปลงไฟฟ้างดังกล่าว มีค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ เท่ากับ 220 และ 15 โวลต์อาร์เอ็มเอส ตามลำดับ และมีพิกัดกระแส เท่ากับ 2 แอมแปร์ ส่วนที่สอง คือ การตรวจวัดกระแสโหลด ( $i_{L_u}, i_{L_v}, i_{L_w}$ ) และ กระแสชดเชย ( $i_{c_u}, i_{c_v}, i_{c_w}$ ) ด้วยตัวตรวจวัดกระแสไฟฟ้า (current transducer, รุ่น HX10-P, บริษัท LEM) ดังรูปที่ 9.10 ตัวตรวจวัดกระแสไฟฟ้าทั้ง 6 ชุด มีขอบเขตการตรวจวัดในช่วง 0 ถึง 10 แอมแปร์ วงจรไฟเลี้ยงสำหรับตัวตรวจวัดกระแสไฟฟ้า ตามรูปที่ 9.10 ประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟส (single phase bridge rectifier, รุ่น BR610G, บริษัท HY Electronic Corp) และตัว รักระดับแรงดัน (voltage regulator, รุ่น 7815API/7915PI, บริษัท KIA) วงจรไฟเลี้ยงดังกล่าว ทำหน้าที่ จ่ายไฟเลี้ยง ( $+V_{cc} = 15\text{ V}, -V_{cc} = -15\text{ V}$ ) ให้กับตัวตรวจวัดกระแสไฟฟ้า

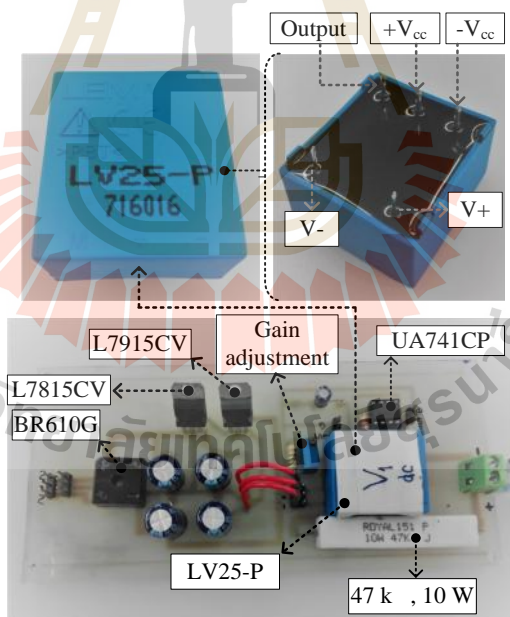


รูปที่ 9.9 หม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับตรวจวัดแรงดันที่จุด PCC ( $v_{pcc,(uvw)}$ )



รูปที่ 9.10 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า (กระแสโหลด ( $i_{L(uvw)}$ ), กระแสชดเชย ( $i_{c(uvw)}$ ))

ส่วนที่สาม คือ การตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ ) ด้วยตัวตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า (voltage transducer, รุ่น LV25-P, บริษัท LEM) โดยมีขอบเขตการตรวจวัดในช่วง 10 ถึง 500 โวลต์ ชุดวงจรการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าแสดงได้ ดังรูปที่ 9.11 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า ตัวตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าได้รับแรงดันไฟฟ้า ( $+V_{cc} = 15\text{ V}, -V_{cc} = -15\text{ V}$ ) จากวงจรไฟเลี้ยง ซึ่งวงจรดังกล่าว ประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟส (single phase bridge rectifier, รุ่น BR610G, บริษัท HY Electronic Corp) และตัวรักษาระดับแรงดัน (voltage regulator, รุ่น L7815CV/L7915CV, บริษัท ST Microelectronics) นอกจากนี้ ค่าแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ายังได้รับการปรับแต่งสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อให้สัญญาณ  $V_{dc,1}$  และ  $V_{dc,2}$  ที่ตรวจวัดได้มีความเหมาะสมกับบอร์ด eZdsp™ F28335 การปรับแต่งสัญญาณดังกล่าวถูกดำเนินการเป็น 2 ขั้นตอน ขั้นตอนแรก คือ การปรับขนาดด้วยตัวต้านทานปรับค่าได้ (variable resistor) ขั้นตอนที่สอง คือ การกรองสัญญาณด้วยวงจรกรองผ่านต่ำ (low pass filter: LPF) โดยมีความถี่ตัดผ่านเท่ากับ 72.34 เฮิรตซ์ วงจร LPF ที่พิจารณาในส่วนนี้ใช้วงจรออปแอมป์ รุ่น UA741CP ของบริษัท Texas instruments

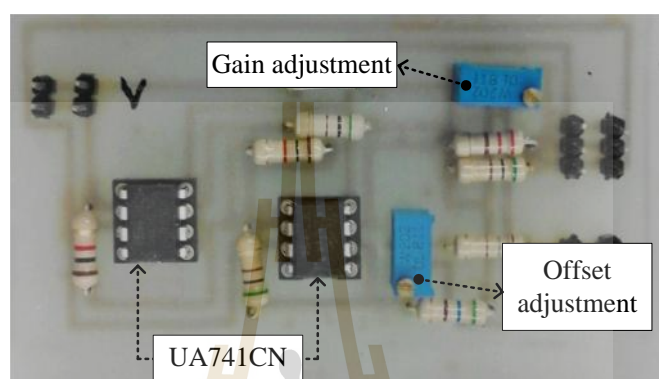


รูปที่ 9.11 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าตรง ( $V_{dc,1}, V_{dc,2}$ )

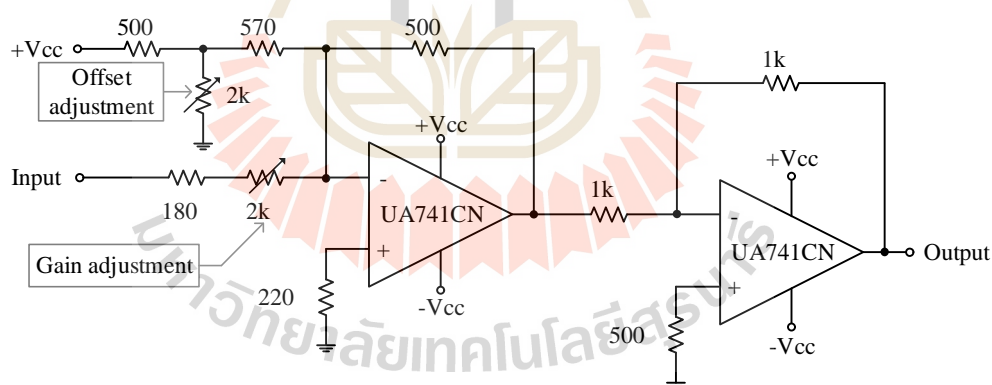
### 9.2.3 วงจรปรับแต่งสัญญาณ

การตรวจวัดค่าทางไฟฟ้า ( $v_{pcc,(uvw)}, i_{L(uvw)}, i_{c(uvw)}$ ) ด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า และตัวตรวจวัดกระแสไฟฟ้า (HX10-P) จะให้ผลการตรวจวัดในรูปของค่าแรงดันเอาต์พุต ซึ่งค่าดังกล่าวมี

รูปสัญญาณอยู่ในช่วงซีกบวกและซีกลบ อย่างไรก็ตาม บอร์ด eZdsp™ F28335 สามารถรับข้อมูลเพื่อประมวลผลอยู่ในช่วง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ด้วยเหตุนี้ วงจรปรงแต่งสัญญาณ (signal conditioning) ดังรูปที่ 9.12 จึงทำหน้าที่ ปรับขนาดและยกระดับรูปสัญญาณที่ถูกตรวจวัด ให้มีความเหมาะสมกับบอร์ด eZdsp™ F28335 โครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรดังกล่าวแสดงได้ ดังรูปที่ 9.13 โดยที่ การออกแบบค่าพารามิเตอร์สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ (ภักดี สวัสดิ์นะที, 2556)



รูปที่ 9.12 วงจรปรงแต่งสัญญาณ



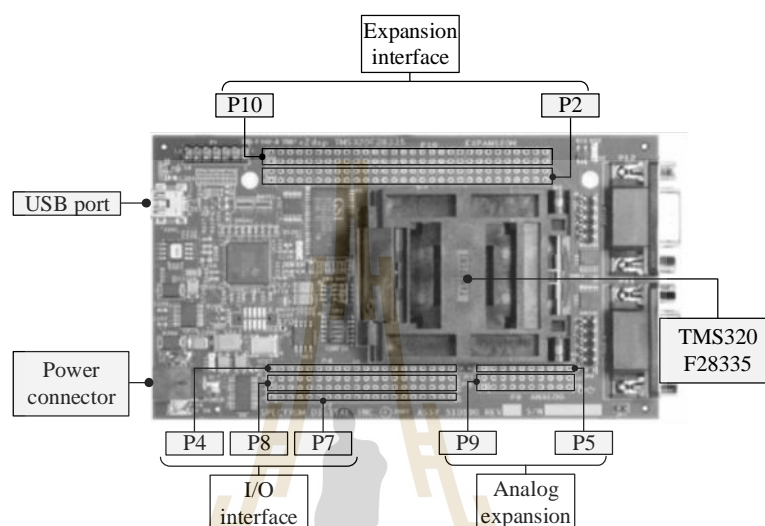
รูปที่ 9.13 โครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ของวงจรปรงแต่งสัญญาณ

#### 9.2.4 บอร์ด eZdsp™ F28335 และการโปรแกรม

โครงสร้างสถาปัตยกรรมของบอร์ด DSP (eZdsp™ F28335, บริษัท Texas Instruments) แสดงได้ ดังรูปที่ 9.14 จากรูปดังกล่าว พบว่า องค์ประกอบบอร์ด eZdsp™ F28335 ที่จำเป็นต่อการใช้งานสามารถแบ่งออกเป็น 6 ส่วน ได้แก่ ส่วนเชื่อมต่อไฟเลี้ยงสำหรับบอร์ด (power connector) ส่วนเชื่อมต่อพอร์ต USB (USB port) ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก (analog



expansion) ส่วนเชื่อมต่อสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต (I/O interface) ส่วนประมวลผลกลาง (TMS320C28335) และส่วนเชื่อมต่อเพิ่มเติม (expansion interface) เป็นต้น บอร์ด eZdsp™ F28335 มีตัวประมวลผลกลางรุ่น TMS320C28335 ซึ่งมีความเร็วในการประมวลผล เท่ากับ 150 เมกะเฮิรตซ์ ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา และมีความละเอียดของข้อมูลที่ประมวลผล เท่ากับ 32 บิต

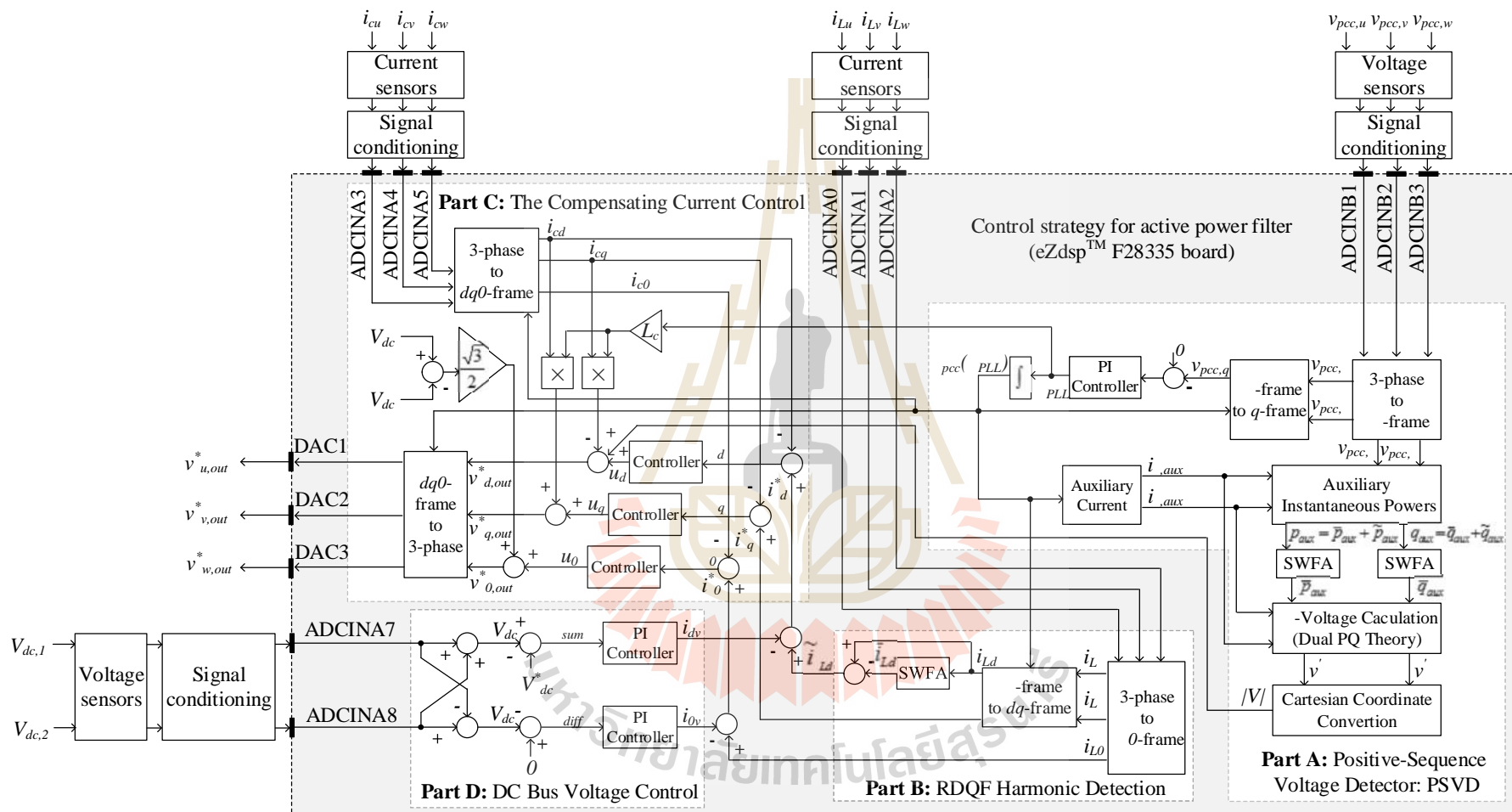


รูปที่ 9.14 สถาปัตยกรรมของบอร์ด eZdsp™ F28335

การสร้างระบบควบคุมวงจรรอกกำลังแอกที่ฟบนบอร์ด eZdsp™ F28335 ดังรูปที่ 9.15 มีแนวทางการดำเนินการ ซึ่งออกเป็น 3 ส่วน ดังนี้

- การเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก (analog expansion)

การเชื่อมต่อง่ายๆ มีวัตถุประสงค์เพื่อรับค่า  $v_{pcc,(uvw)}$ ,  $i_{L(uvw)}$ ,  $i_{c(uvw)}$  และ  $V_{dc,(1,2)}$  สำหรับการประมวลผลบนบอร์ด eZdsp™ F28335 ช่องการเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก ประกอบด้วย พอร์ต P5 จำนวน 10 พิน และพอร์ต P9 จำนวน 20 พิน สัญญาณแอนะล็อกในแต่ละพินของพอร์ต P5 และ P9 ได้รับการระบุตำแหน่งไว้ ดังตารางที่ 9.1 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า บอร์ด eZdsp™ F28335 สามารถใช้งานการเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อกได้จำนวน 16 ช่องสัญญาณ (ADCINA0 ถึง ADCINA7 และ ADCINB0 ถึง ADCINB7) ขนาดความแยกชัด (resolution) ของแต่ละช่องสัญญาณ เท่ากับ 12 บิต ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 4095 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ช่องการเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก 11 ช่องสัญญาณ ได้แก่ สัญญาณ  $v_{pcc,(uvw)}$  (ADCINB1 ถึง ADCINB3) สัญญาณ  $i_{L(uvw)}$  (ADCINA0 ถึง ADCINA2) สัญญาณ  $i_{c(uvw)}$  (ADCINA3 ถึง ADCINA5) และ  $V_{dc,(1,2)}$  (ADCINA7 และ ADCINA8) การเชื่อมต่อง่ายๆแสดงได้ ดังรูปที่ 9.16



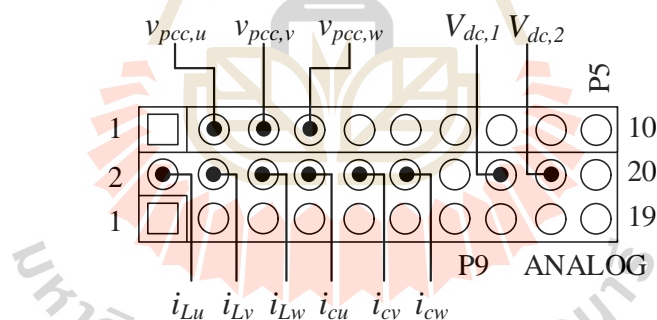
รูปที่ 9.15 แผนภาพโคะแกรมสำหรับระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟบนบอร์ด eZdsp™ F28335



ตารางที่ 9.1 ช่องสัญญาณแอนะล็อกของพอร์ต P5 และ P9

ตำแหน่งพิน (พอร์ต P5)	สัญญาณ	ตำแหน่งพิน (พอร์ต P9)	สัญญาณ	ตำแหน่งพิน (พอร์ต P9)	สัญญาณ
1	ADCINB0	1	GND	2	ADCINA0
2	ADCINB1	3	GND	4	ADCINA1
3	ADCINB2	5	GND	6	ADCINA2
4	ADCINB3	7	GND	8	ADCINA3
5	ADCINB4	9	GND	10	ADCINA4
6	ADCINB5	11	GND	12	ADCINA5
7	ADCINB6	13	GND	14	ADCINA6
8	ADCINB7	15	GND	16	ADCINA7
9	ADCREFM	17	GND	18	ADCLO*
10	ADCREFP	19	GND	20	No connect

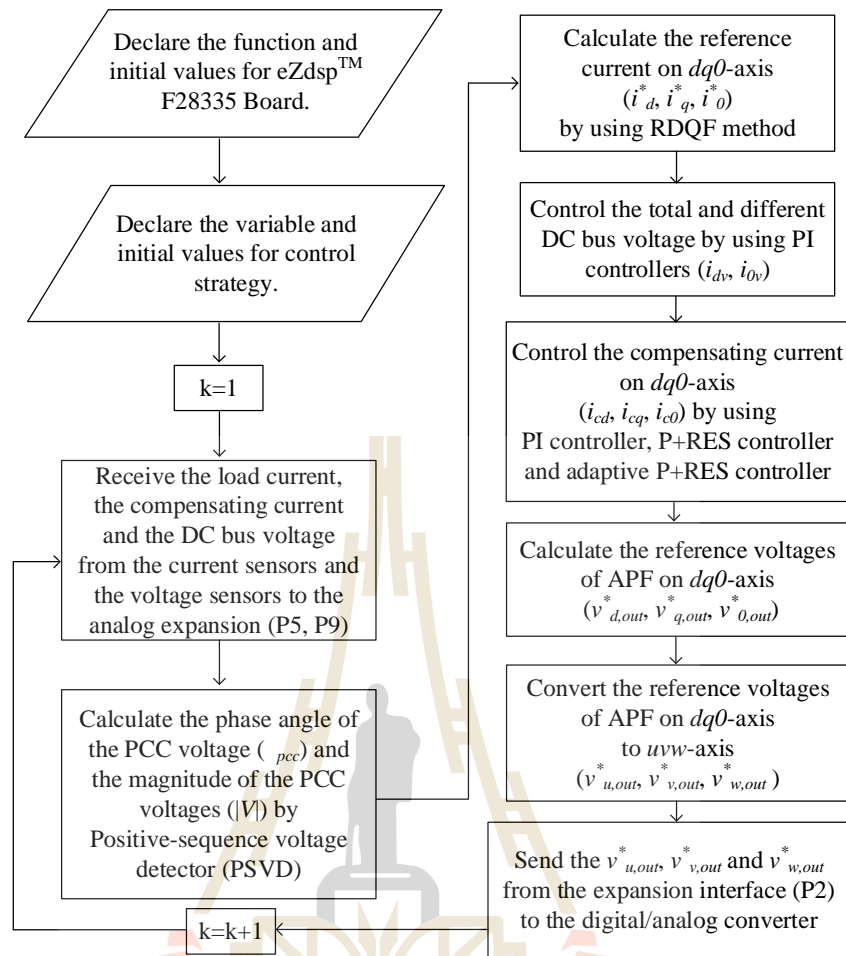
ที่มา: eZdsp™ F28335 Technical Reference, 2007



รูปที่ 9.16 ช่องสัญญาณแอนะล็อกและการเชื่อมต่อ

- การโปรแกรมสำหรับระบบควบคุมวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

การโปรแกรมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อ้างอิง ( $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$ ,  $v_{w,out}^*$ ) ระบบควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ตามรูปที่ 9.15 ประกอบด้วย อัลกอริทึมการตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวก การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF ระบบควบคุมกระแสชดเชย และระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง การโปรแกรมหากล่าวมีลำดับขั้นตอน ซึ่งสามารถแสดงผังงานโปรแกรม ดังรูปที่ 9.17 จากรูปดังกล่าวพบว่า การคำนวณค่า  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$ ,  $v_{w,out}^*$  มีขั้นตอนการดำเนินการ ดังนี้



รูปที่ 9.17 ผังงานโปรแกรมสำหรับระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ขั้นตอนที่ 1 ประกาศฟังก์ชันต่าง ๆ สำหรับการเรียกใช้งานบอร์ด eZdsp™ F28335 และการใช้งานฟังก์ชันพื้นฐานต่าง ๆ

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดตัวแปร ค่าเริ่มต้น และประกาศฟังก์ชันการคำนวณต่าง ๆ สำหรับระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ขั้นตอนที่ 3 เปิดรับสัญญาณแอนะล็อก ( $v_{pcc,(uvw)}$ ,  $i_{L(uvw)}$ ,  $i_{c(uvw)}$  และ  $V_{dc,(1,2)}$ ) ผ่านทาง analog expansion (พอร์ต 5 และ 9) โดยที่วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (analog to digital converter) มีอยู่ในบอร์ด eZdsp™ F28335

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณค่ามุมเฟส ( $\angle_{pcc}$ ) และขนาด ( $|V|$ ) ของแรงดันที่จุด PCC โดยใช้อัลกอริทึม PSVD ค่า  $\angle_{pcc}$  และ  $|V|$  ถูกนำไปใช้ในกระบวนการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF และระบบควบคุมกระแสชดเชย รายละเอียดของการคำนวณค่าดังกล่าวด้วยอัลกอริทึม PSVD สามารถศึกษาได้จากบทที่ 4

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์ ( $i_d^*, i_q^*, i_0^*$ ) ด้วยการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF ขั้นตอนการคำนวณค่า  $i_d^*, i_q^*$  และ  $i_0^*$  อธิบายไว้ในบทที่ 4

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอ ( $i_{dv}, i_{0v}$ ) ในส่วนของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง การออกแบบโครงสร้างการควบคุมและค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอได้ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 5

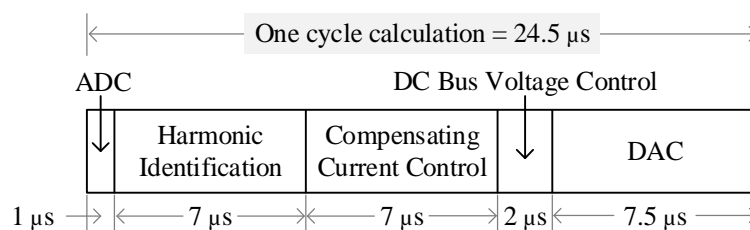
ขั้นตอนที่ 7 ควบคุมกระแสชดเชยบนแกนดีคิวศูนย์ ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) ด้วยตัวควบคุมที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้แก่ ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว การออกแบบและค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมทั้งสามแบบข้างต้นนำเสนอไว้ในบทที่ 6, 7 และ 8 ตามลำดับ ขั้นตอนนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อคำนวณค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมดังกล่าว ( $u_d, u_q, u_0$ )

ขั้นตอนที่ 8 คำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อ้างอิงบนแกนดีคิวศูนย์ ( $v_{d,out}^*, v_{q,out}^*, v_{0,out}^*$ ) โดยที่ค่าดังกล่าวได้รับการคำนวณจากการออกแบบโครงสร้างการควบคุมตามสมการที่ (5.66) ถึง (5.68) (นำเสนอไว้ในบทที่ 5)

ขั้นตอนที่ 9 แปลงค่า  $v_{d,out}^*, v_{q,out}^*, v_{0,out}^*$  ที่ได้จากขั้นตอนที่ 8 ให้อยู่บนแกนสามเฟส ( $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*, v_{w,out}^*$ ) โดยอาศัยเมตริกซ์การแปลงของปาร์ก

ขั้นตอนที่ 10 ส่งค่าดิจิทัลของ  $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ออกจากบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านทาง expansion interface (พอร์ต 2) ค่าดิจิทัลดังกล่าวจะถูกส่งไปยังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (digital to analog converter: DAC) ต่อไป

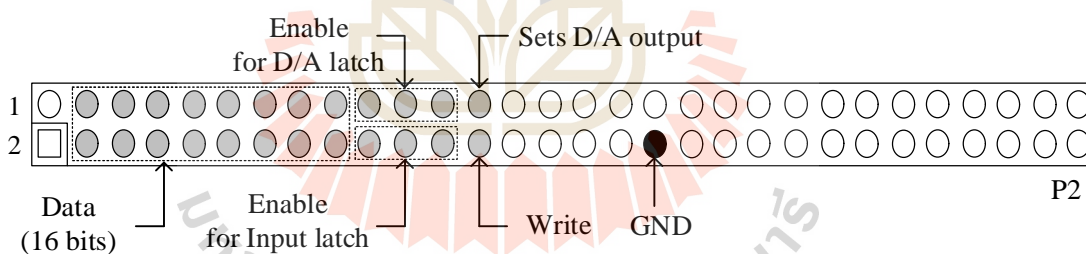
การโปรแกรมทั้ง 10 ขั้นตอน คือ หนึ่งรอบการคำนวณของค่า  $v_{u,out}^*, v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  การคำนวณในรอบถัดไปมีแนวทางเช่นเดียวกับทั้ง 10 ขั้นตอนที่น่าเสนอไว้ข้างต้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ การคำนวณในหนึ่งรอบของระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอคทีฟ ใช้เวลาประมาณ 25 ไมโครวินาที ระบบควบคุมในแต่ละส่วนใช้เวลาการคำนวณที่แตกต่างกัน ดังรูปที่ 9.18 ชุดคำสั่งการคำนวณทั้งหมดถูกเขียนด้วยภาษาซี ผ่าน โปรแกรม CCStudio v3.3



รูปที่ 9.18 ระยะเวลาในหนึ่งรอบการคำนวณของระบบควบคุมวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

- การส่งออกสัญญาณดิจิทัล (expansion interface)

ข้อมูลดิจิทัลของ  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ที่คำนวณได้จากโปรแกรมการควบคุม วงจรกรองกำลังแอกทีฟ ถูกส่งออกจากบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านช่องทาง expansion interface งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้งานพอร์ต P2 ทั้งนี้เนื่องจาก พอร์ต P2 มีจำนวนช่องอินพุตและเอาต์พุต (General Purpose Input/Output: GPIO) ที่เพียงพอต่อการใช้งาน ช่องสัญญาณดิจิทัลของพอร์ต P2 ถูกนำเสนอไว้ ดังตารางที่ 9.2 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า พอร์ต P2 มีช่องสัญญาณจำนวน 60 พิน (ช่องสัญญาณ GPIO เท่ากับ 44 พิน) ช่องสัญญาณ GPIO ถูกแบ่งหน้าที่เพื่อใช้สังการ วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ออกเป็น 4 ส่วนหลัก ส่วนที่หนึ่ง คือ ชุดข้อมูลดิจิทัลของ  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ขนาด 16 บิต (data 16 bits) ส่วนที่สอง คือ อินพุตแลตช์ (enable for input latch) ส่วนนี้ มีหน้าที่ โหลดข้อมูลอินพุต ( $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$ ,  $v_{w,out}^*$ ) ให้กับวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ส่วนที่สาม คือ ดีทูเอแลตช์ (enable for D/A latch) ส่วนนี้ ทำหน้าที่ ส่งข้อมูลแอนะล็อกของ  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ให้กับวงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ส่วนที่สี่ คือ ระบุสถานะของข้อมูล (write, sets D/A output) ส่วนนี้ ทำหน้าที่ กำหนดสถานะการเขียนข้อมูล และการเคลียร์ข้อมูล ช่องสัญญาณของพอร์ต P2 ที่ใช้งานแสดงได้ ดังรูปที่ 9.19



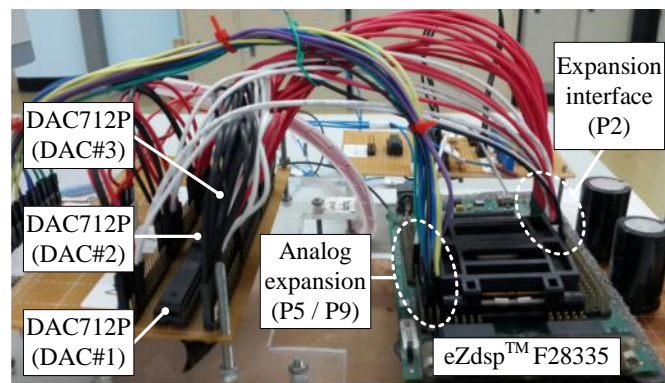
รูปที่ 9.19 การใช้งานช่องสัญญาณดิจิทัลของพอร์ต P2

### 9.2.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

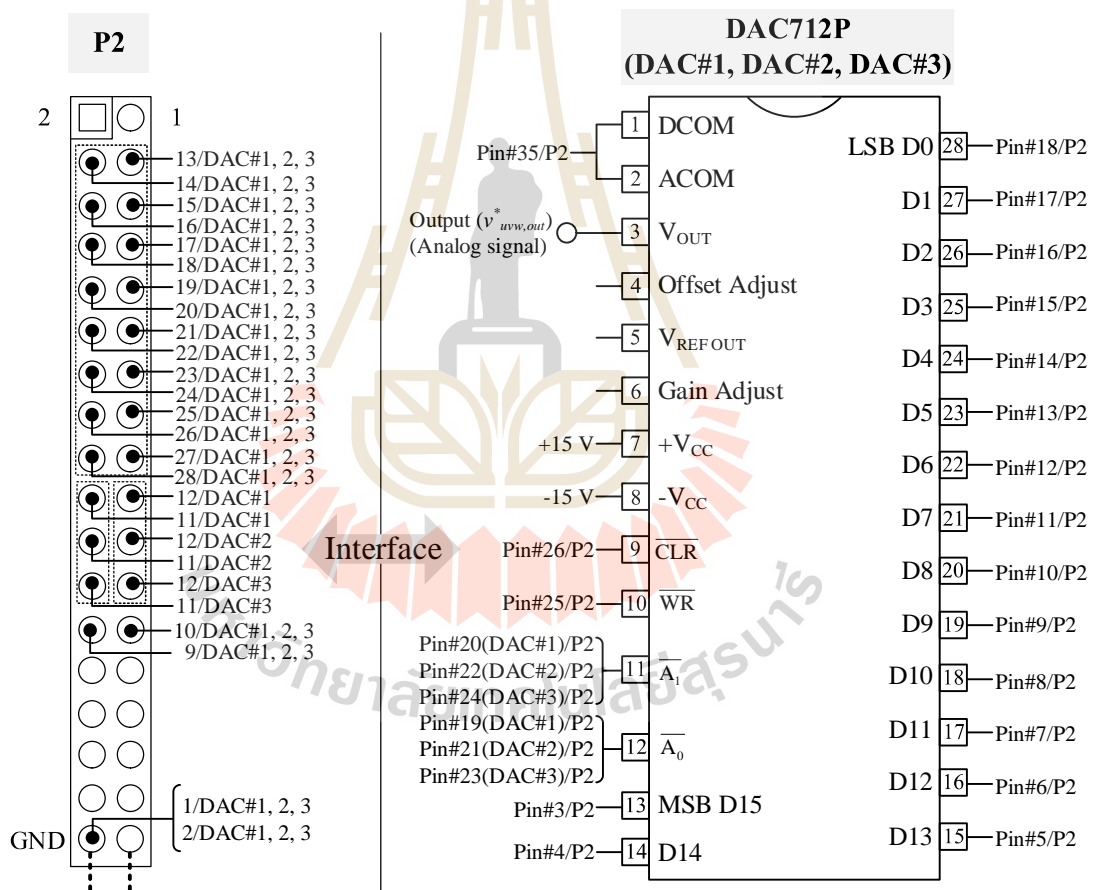
หัวข้อนี้นำเสนอการเชื่อมต่อพอร์ต P2 เข้ากับวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (digital to analog converter: DAC) ชุดวงจรดังกล่าวแสดงได้ ดังรูปที่ 9.20 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า วงจร DAC ประกอบด้วย ไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (รุ่น DAC712P, บริษัท Burr-Brown) จำนวน 3 ชุด (DAC#1, DAC#2, DAC#3) เพื่อใช้สำหรับการแปลงสัญญาณ  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ตามลำดับ การเชื่อมต่อไอซี DAC#1, DAC#2 และ DAC#3 เข้ากับพอร์ต P2 แสดงได้ ดังรูปที่ 9.21

ตารางที่ 9.2 ช่องสัญญาณดิจิทัลของพอร์ต P2

ตำแหน่งพิน	สัญญาณ	ตำแหน่งพิน	สัญญาณ
1	+3.3V/+5V/NC*	2	+3.3V/+5V/NC*
3	GPIO79_XD0	4	GPIO78_XD1
5	GPIO77_XD2	6	GPIO76_XD3
7	GPIO75_XD4	8	GPIO74_XD5
9	GPIO73_XD6	10	GPIO72_XD7
11	GPIO71_XD8	12	GPIO70_XD9
13	GPIO69_XD10	14	GPIO68_XD11
15	GPIO67_XD12	16	GPIO66_XD13
17	GPIO65_XD14	18	GPIO64_XD15
19	GPIO40_XA0_XWE1n	20	GPIO41_XA1
21	GPIO42_XA2	22	GPIO43_XA3
23	GPIO44_XA4	24	GPIO45_XA5
25	GPIO46_XA6	26	GPIO47_XA7
27	GPIO80_XA8	28	GPIO81_XA9
29	GPIO82_XA10	30	GPIO83_XA11
31	GPIO84_XA12	32	GPIO85_XA13
33	GPIO86_XA14	34	GPIO87_XA15
35	GND	36	GND
37	GPIO36_SCIRXDA-XZCS0n	38	GPIO37_ECAPP2_XZCS7n
39	GPIO34_ECAPP1_XREADY	40	B_GPIO28_SCIRXDA_XZCS6n
41	GPIO35_SCIRXDA_XRNW	42	10K Pull-up
43	GPIO38_WE0n	44	XRDn
45	+3.3V	46	No connect
47	DSP_RSnn	48	XCLKOUT
49	GND	50	GND
51	GND	52	GND
53	GPIO39_XA16	54	GPIO31_CANTXA_XA17
55	GPIO30_CANRXA_XA18	56	GPIO14_TZ3n_XHOLDn _SCITXB_MCLKXB
57	GPIO15_XHOLDAn _SCIRXDB_MFSXB	58	GPIO29_SCITXDA_XA19
59	No connect	60	No connect



รูปที่ 9.20 ชุดวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกและการเชื่อมต่อกับบอร์ด eZdsp™ F28335



รูปที่ 9.21 รายละเอียดของการเชื่อมต่อระหว่างพอร์ต P2 และไอซี DAC712P

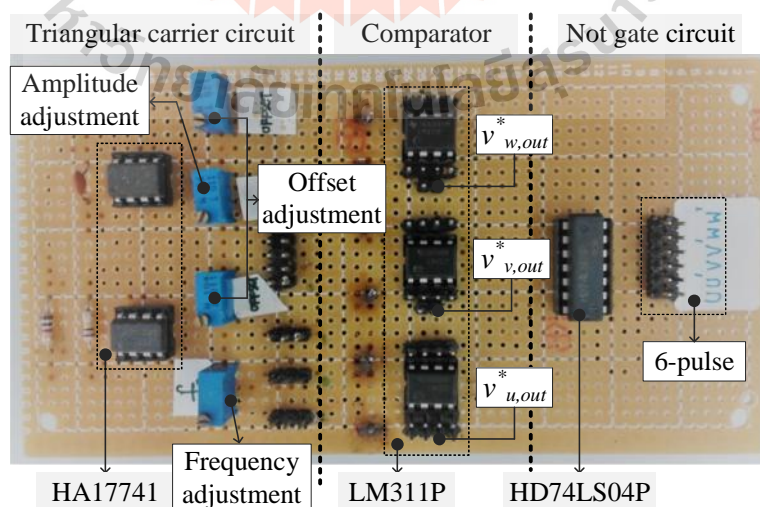
จากรูปที่ 9.21 อธิบายได้ว่า ชุดข้อมูลดิจิทัลของ  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ขนาด 16 บิต (พินที่ 3 ถึง 18 ของพอร์ต P2) ถูกส่งให้กับไอซี DAC712P (ขาที่ 13 ถึง 28 ของไอซี DAC712P)



ในลักษณะเหมือนกันทั้ง 3 ชุด (DAC#1, DAC#2, DAC#3) ไอซี DAC712P แต่ละชุดจะทำงานอย่างเป็นลำดับ เพื่อโหลคอินพุตแลตซ์และดีทูเอแลตซ์ การโหลคอินพุตแลตซ์และดีทูเอแลตซ์ของข้อมูล  $v_{u,out}^*$  ให้กับ DAC#1 ดำเนินการผ่านการเชื่อมต่อพินที่ 19 และ 20 (พอร์ต P2) เข้ากับขาที่ 12 ( $\bar{A}_0$ ) และ 11 ( $\bar{A}_1$ ) ของ DAC#1 ตามลำดับ การควบคุมการโหลคอินพุตแลตซ์และดีทูเอแลตซ์ของข้อมูล  $v_{v,out}^*$  ให้กับ DAC#2 ถูกดำเนินการโดยการเชื่อมต่อพินที่ 21 และ 22 (พอร์ต P2) เข้ากับขาที่ 12 ( $\bar{A}_0$ ) และ 11 ( $\bar{A}_1$ ) ของ DAC#2 ตามลำดับ การควบคุมการโหลคอินพุตแลตซ์และดีทูเอแลตซ์ของข้อมูล  $v_{w,out}^*$  ให้กับ DAC#3 สามารถทำได้ โดยการเชื่อมต่อพินที่ 23 และ 24 (พอร์ต P2) เข้ากับขาที่ 12 ( $\bar{A}_0$ ) และ 11 ( $\bar{A}_1$ ) ของ DAC#3 ตามลำดับ ลำดับการสั่งงานไอซี DAC712P ทั้ง 3 ชุด สามารถแสดงได้ ดังตารางที่ 9.3 โดยที่พินที่ 25 และ 26 ของพอร์ต P2 จะทำหน้าที่ กำหนดสถานะการเขียนข้อมูล และการเคลียร์ข้อมูล ตามลำดับ นอกจากนี้ พินที่ 19 ถึง 26 ของพอร์ต P2 จะทำงานในกรณีที่ได้รับสัญญาณมีค่าต่ำ (ค่า 0) ดังนั้น พินดังกล่าวจึงมีสถานะเป็น active low เอาต์พุตของวงจร DAC คือ สัญญาณแอนะล็อกของ  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  ค่าดังกล่าว คือ สัญญาณอ้างอิงสำหรับกระบวนการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มต่อไป

### 9.2.6 วงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

หัวข้อนี้นำเสนอวงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM) ดังรูปที่ 9.22 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า วงจร PWM ประกอบด้วย วงจรสร้างสัญญาณพาห์รูปสามเหลี่ยม (triangular carrier circuit) วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (comparator) และวงจรนิเสธเกต (not gate circuit)



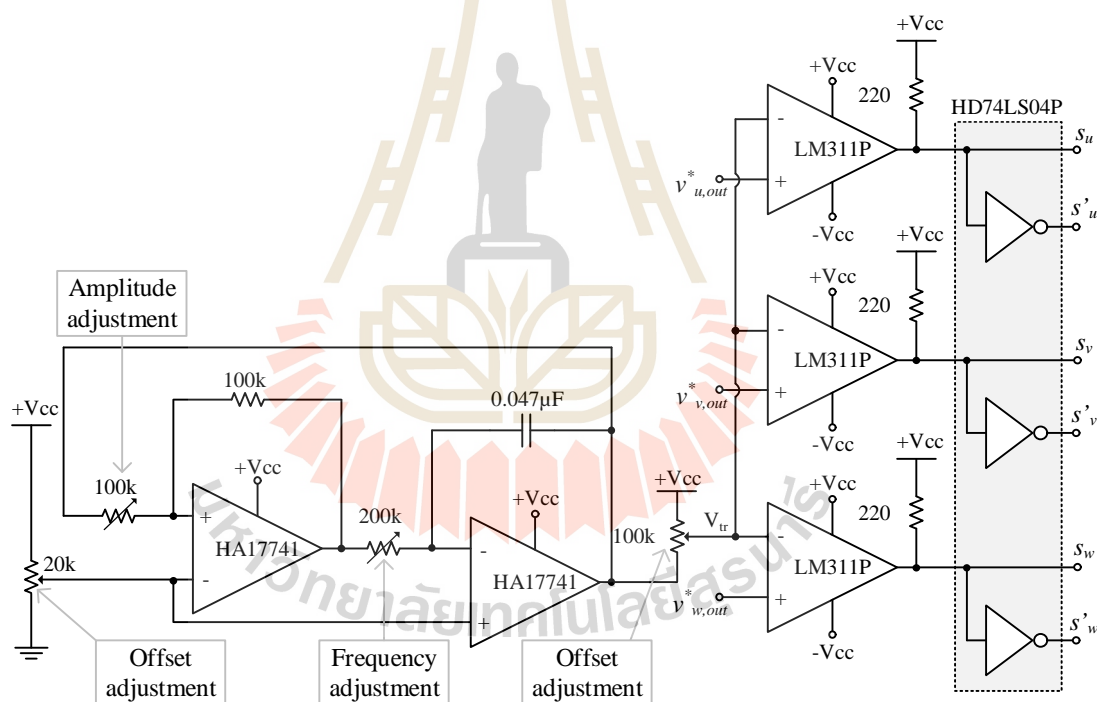
รูปที่ 9.22 ชุดวงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม



ตารางที่ 9.3 ลำดับการสั่งงานไอซี DAC712P

ลำดับที่	ขั้นตอน	พอร์ต P2							
		พิน	พิน	พิน	พิน	พิน	พิน	พิน	พิน
		26	25	24	23	22	21	20	19
1	การเตรียมชุดข้อมูลให้กับ DAC#1	1	1	1	1	1	1	1	1
2		ชุดข้อมูลดิจิทัลของ $v_{u,out}^*$ จากพินที่ 3 ถึง 18							
3		1	1	1	1	1	1	1	1
4	การทำอินพุตแลตซ์สำหรับ DAC#1	1	1	1	1	1	1	1	0
5		1	0	1	1	1	1	1	0
6		1	1	1	1	1	1	1	0
7	การทำให้สัญญาณแลตซ์สำหรับ DAC#1	1	1	1	1	1	1	0	1
8		1	0	1	1	1	1	0	1
9		1	1	1	1	1	1	0	1
10	การเตรียมชุดข้อมูลให้กับ DAC#2	1	1	1	1	1	1	1	1
11		ชุดข้อมูลดิจิทัลของ $v_{v,out}^*$ จากพินที่ 3 ถึง 18							
12		1	1	1	1	1	1	1	1
13	การทำอินพุตแลตซ์สำหรับ DAC#2	1	1	1	1	1	0	1	1
14		1	0	1	1	1	0	1	1
15		1	1	1	1	1	0	1	1
16	การทำให้สัญญาณแลตซ์สำหรับ DAC#2	1	1	1	1	0	1	1	1
17		1	0	1	1	0	1	1	1
18		1	1	1	1	0	1	1	1
19	การเตรียมชุดข้อมูลให้กับ DAC#3	1	1	1	1	1	1	1	1
20		ชุดข้อมูลดิจิทัลของ $v_{w,out}^*$ จากพินที่ 3 ถึง 18							
21		1	1	1	1	1	1	1	1
22	การทำอินพุตแลตซ์สำหรับ DAC#3	1	1	1	0	1	1	1	1
23		1	0	1	0	1	1	1	1
24		1	1	1	0	1	1	1	1
25	การทำให้สัญญาณแลตซ์สำหรับ DAC#3	1	1	0	1	1	1	1	1
26		1	0	0	1	1	1	1	1
27		1	1	0	1	1	1	1	1

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้วงจรออปแอมป์ รุ่น HA17741 ของบริษัท Hitachi สำหรับ วงจรสร้างสัญญาณพาห์รูปสามเหลี่ยม วงจรดังกล่าวให้สัญญาณเอาต์พุต ( $V_{tr}$ ) ซึ่งสัญญาณดังกล่าว สามารถปรับขนาด ความถี่ และระดับรูปสัญญาณ โดยอาศัยตัวต้านทานปรับค่าได้ วงจร เปรียบเทียบสัญญาณถูกสร้างด้วยไอซีรุ่น LM311P จากบริษัท Texas Instruments สัญญาณ แอนะล็อกของ  $v_{u,out}^*$ ,  $v_{v,out}^*$  และ  $v_{w,out}^*$  คือ สัญญาณอินพุตอ้างอิงของวงจรดังกล่าว เพื่อใช้ เปรียบเทียบกับสัญญาณ  $V_{tr}$  จนกระทั่งได้ สัญญาณพัลส์ ( $s_u, s_v, s_w$ ) สำหรับใช้เป็นสัญญาณ ควบคุมการสวิตช์ของไอจีบีทีที่กึ่งบน สัญญาณพัลส์  $s_u, s_v$  และ  $s_w$  ได้รับการสลับค่าด้วยวงจร not gate (รุ่น HD74LS04P, บริษัท Renesas) เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ผกผัน ( $s'_u, s'_v, s'_w$ ) สัญญาณพัลส์  $s'_u, s'_v$  และ  $s'_w$  ถูกใช้เป็นสัญญาณควบคุมการสวิตช์ของไอจีบีทีที่กึ่งล่าง ไดอะแกรมของวงจร PWM แสดงได้ ดังรูปที่ 9.23

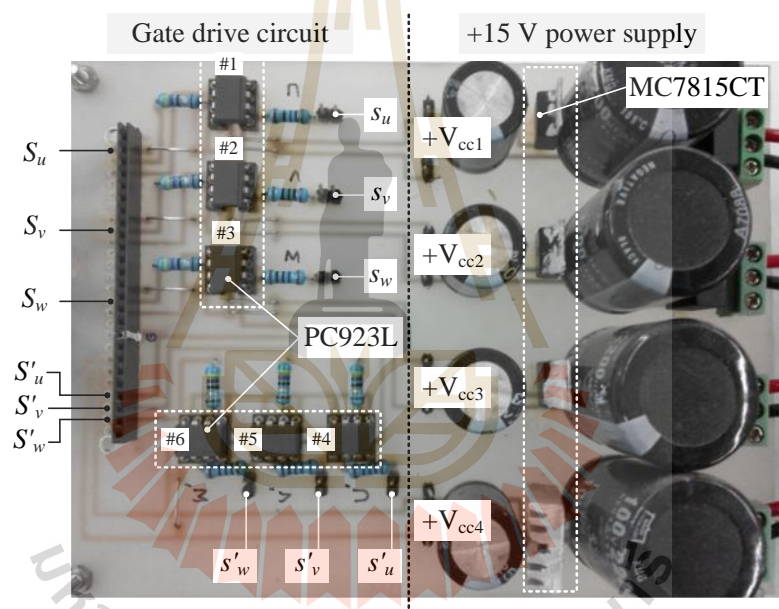


รูปที่ 9.23 ไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

### 9.2.7 วงจรขับเกท

วงจรขับเกท ทำหน้าที่ สร้างสัญญาณจุดชนวนเกิดให้กับอุปกรณ์การสวิตช์ไอจีบีที ( $s_u, s'_u, s_v, s'_v, s_w, s'_w$ ) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ นอกจากนี้เพื่อแยกกราวด์แรงดันสูงทางด้านวงจร กรองกำลังแอกทีฟออกจากกราวด์แรงดันต่ำทางด้าน วงจรควบคุม วงจรขับเกทแสดงได้ ดังรูปที่

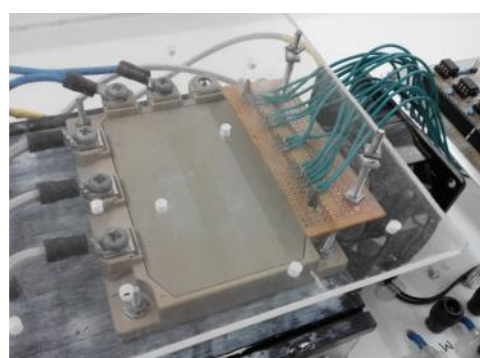
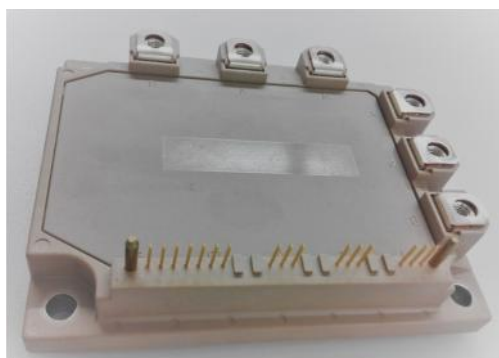
9.24 จากรูปดังกล่าว พบว่า สัญญาณพัลส์ ( $s_u, s'_u, s_v, s'_v, s_w, s'_w$ ) จากวงจร PWM ถูกส่งให้กับ ไอซีโฟโตคัปเปิลเลอร์ (Photo coupler, รุ่น PC923L, บริษัท Sharp) จากนั้นไอซี PC923L จำนวน 6 ชุด (PC923L#1 ถึง PC923L#6) จะดำเนินการสร้างสัญญาณ  $S_u, S'_u, S_v, S'_v, S_w$  และ  $S'_w$  โดยอาศัย หลักการเชื่อมต่อทางแสงระหว่างไดโอดเปล่งแสง (Light Emitting Diode: LED) และโฟโตไดโอด (Photo Diode) วงจรขับเคลื่อนใช้ไฟเลี้ยงเท่ากับ +15 โวลต์ (voltage regulator, รุ่น MC7815CT, บริษัท ON Semiconductor) จำนวน 4 ชุด ( $+V_{cc1}, +V_{cc2}, +V_{cc3}, +V_{cc4}$ ) ชุดไฟเลี้ยง  $+V_{cc1}, +V_{cc2}$  และ  $+V_{cc3}$  ถูกป้อนให้กับ PC923L#1, PC923L#2 และ PC923L#3 ตามลำดับ เพื่อใช้สำหรับการ สวิตช์ไอจีบีทีตัวบนของแต่ละเฟส ส่วนของชุดไฟเลี้ยง  $+V_{cc4}$  ถูกป้อนให้กับ PC923L สำหรับการ สวิตช์ไอจีบีทีตัวล่างของทั้งสามเฟส (PC923L#4 ถึง PC923L#6)



รูปที่ 9.24 ชุดวงจรขับเคลื่อน

### 9.2.8 วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟ ทำหน้าที่ ผลิตกระแสซดเซย ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) เข้าสู่ระบบไฟฟ้า กำลังที่พิจารณา วงจรดังกล่าวมีลักษณะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน วงจรกรองกำลัง แอกทีฟมีองค์ประกอบ 3 ส่วนสำคัญ ได้แก่ วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ตัวเก็บประจุ และตัว เหนี่ยวนำ วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส (IGBT-IPM, รุ่น 6MBP50RA120-55, บริษัท Fuji Electric) และการเชื่อมต่อเข้ากับวงจรขับเคลื่อนได้ ดังรูปที่ 9.25 รายละเอียดการเชื่อมต่อระหว่างมอดูล IGBT-IPM และไอซีโฟโตคัปเปิลเลอร์ PC923L สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 9.26



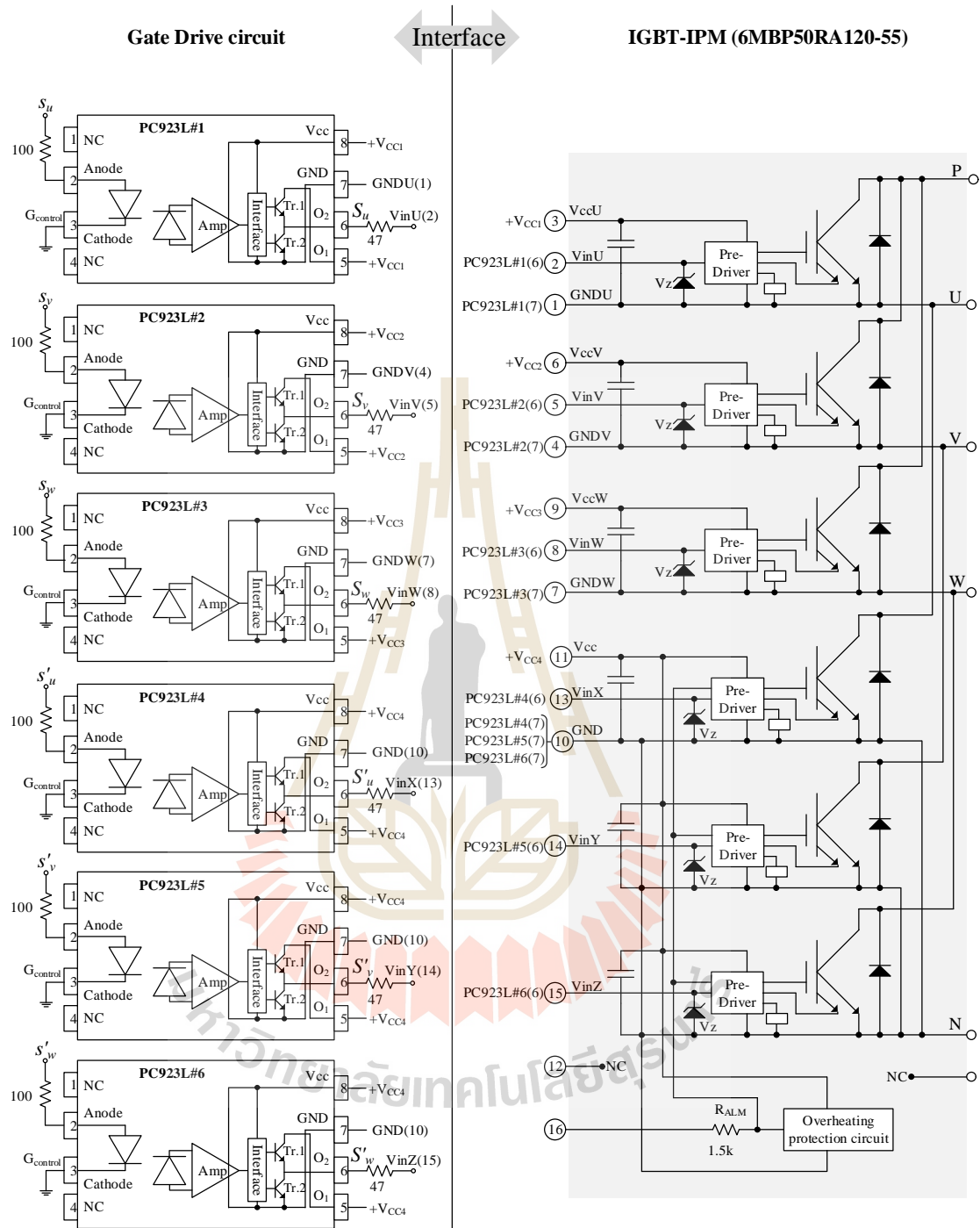
ก. IGBT-IPM รุ่น 6MBP50RA120-55

ข. การเชื่อมต่อเข้ากับวงจรขับเคลื่อน

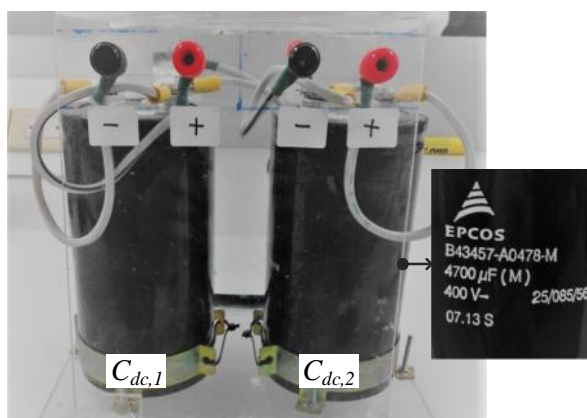
รูปที่ 9.25 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

จากรูปที่ 9.26 สังเกตได้ว่า มอดูล IGBT-IPM รุ่น 6MBP50RA120-55 ปรากฏวงจร Pre-Driver วงจรดังกล่าวมีคุณสมบัติที่สำคัญ 5 ประการ ประการแรก คือ การขยายสัญญาณจุดชนวนเกทให้กับอุปกรณ์การสวิตช์ไอจีบีที (amplifier for driver) ประการที่สอง คือ การป้องกันการลัดวงจรภายในมอดูล (short circuit protection) ประการที่สาม คือ วงจรตัดไฟเลี้ยงให้กับ Pre-Driver การป้องกันในส่วนนี้จะเกิดขึ้นในกรณีที่ชุดวงจรไฟเลี้ยงป้อนแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่าจุดการทำงาน ของ Pre-Driver ซึ่งเรียกววงจรนี้ว่า undervoltage lockout circuit (UVLO) ประการที่สี่ คือ การป้องกันกระแสเกิน (over current protection) และประการสุดท้าย คือ การป้องกันไม่ให้ชิปไอจีบีที (IGBT chip) มีอุณหภูมิสูงเกินไป (IGBT chip heating protection)

ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Capacitor ( $C_{dc,1}$ ,  $C_{dc,2}$ ), รุ่น B43457-A0478-M, บริษัท EPCOS) แสดงได้ ดังรูปที่ 9.27 ตัวเก็บประจุ  $C_{dc,1}$  และ  $C_{dc,2}$  ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}$ ,  $V_{dc,2}$ ) ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ตัวเก็บประจุ  $C_{dc,1}$  และ  $C_{dc,2}$  มีขนาดเท่ากัน เท่ากับ 4700 ไมโครฟารัด (เลือกใช้ค่าดังกล่าวตามเงื่อนไขการออกแบบในหัวข้อที่ 5.3) โดยที่ ตัวเก็บประจุดังกล่าวมีพิสัยแรงดันไฟฟ้า เท่ากับ 400 โวลต์ ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (Inductance :  $L_c$ ) แสดงได้ ดังรูปที่ 9.28 ตัวเหนี่ยวนำ  $L_c$  ทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำกระแสชดเชยทั้งสามเฟส ( $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$ ,  $i_{cw}$ ) งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ  $L_c$  ขนาด 18 มิลลิเฮนรี ค่าดังกล่าวได้รับการออกแบบตามเงื่อนไขของ Ingram และ Round และขอบเขตความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชย ซึ่งนำเสนอไว้ในบทที่ 5 และ 6 ตามลำดับ นอกจากนี้ ตัวเหนี่ยวนำ  $L_c$  มีพิสัยกระแสไฟฟ้า เท่ากับ 10 แอมแปร์



รูปที่ 9.26 รายละเอียดการเชื่อมต่อระหว่างมอดูล IGBT-IPM และไอซีโฟโตคัปเปิลอร์ PC923L



รูปที่ 9.27 ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟ



รูปที่ 9.28 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

### 9.3 ผลการทดสอบ

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟในระบบสามเฟสสี่สายถูกดำเนินการทดสอบกับระบบฮาร์ดแวร์ในห้องปฏิบัติการ ตามที่นำเสนอในหัวข้อที่ 9.2 สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ (บทที่ 6) ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (บทที่ 7) และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว (บทที่ 8) ได้รับการตรวจสอบกับโหลด 2 แบบ ได้แก่ โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล และโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อที่ 9.3.1 และ 9.3.2 ตามลำดับ การทดสอบกับโหลดแต่ละแบบจะดำเนินการเป็น 3 ส่วน ส่วนแรก คือ การทดสอบกรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา ส่วนที่ 2 คือ การทดสอบกรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และส่วนที่ 3 คือ การทดสอบกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา นอกจากนี้ ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีปรับเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใดได้ถูกนำเสนอไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เช่นกัน การทดสอบใน



ประเด็นดังกล่าวได้กำหนดให้ขนาดของกระแสโหลดมีความแตกต่างกัน 2 ระดับ ทั้งนี้เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยในสภาวะการตอบสนองชั่วคราว

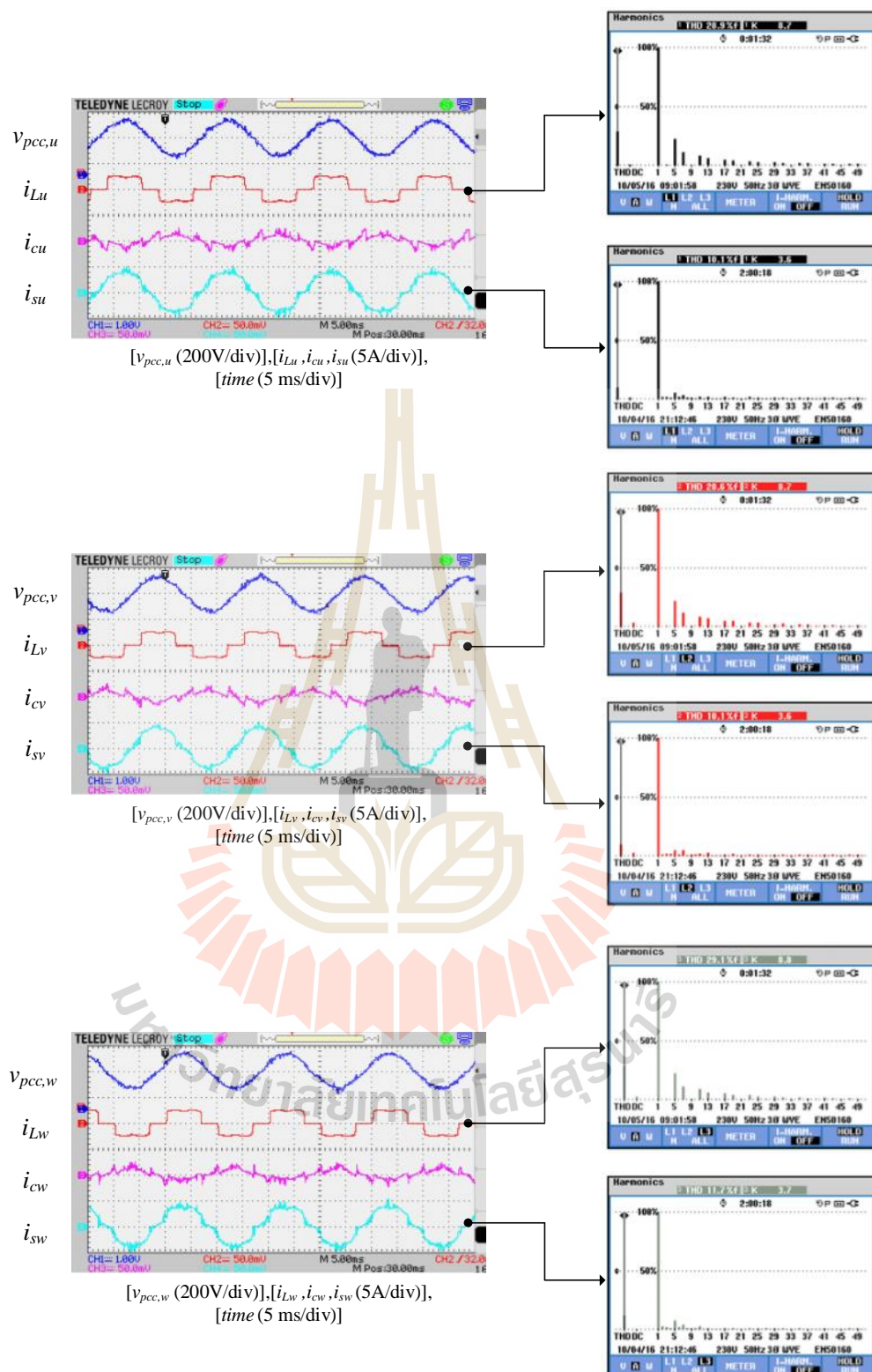
### 9.3.1 ผลการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล

ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูลแสดงได้ดังรูปที่ 9.1 โหลดที่พิจารณา คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อเข้ากับตัวต้านทาน ( $R_L$ ) และตัวเหนี่ยวนำ ( $L_L$ ) การทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดดังกล่าวถูกกำหนดให้มีขนาดกระแสโหลดแตกต่างกัน 3 กรณี ได้แก่ กรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา ซึ่งผลการทดสอบนำเสนอไว้ ดังนี้

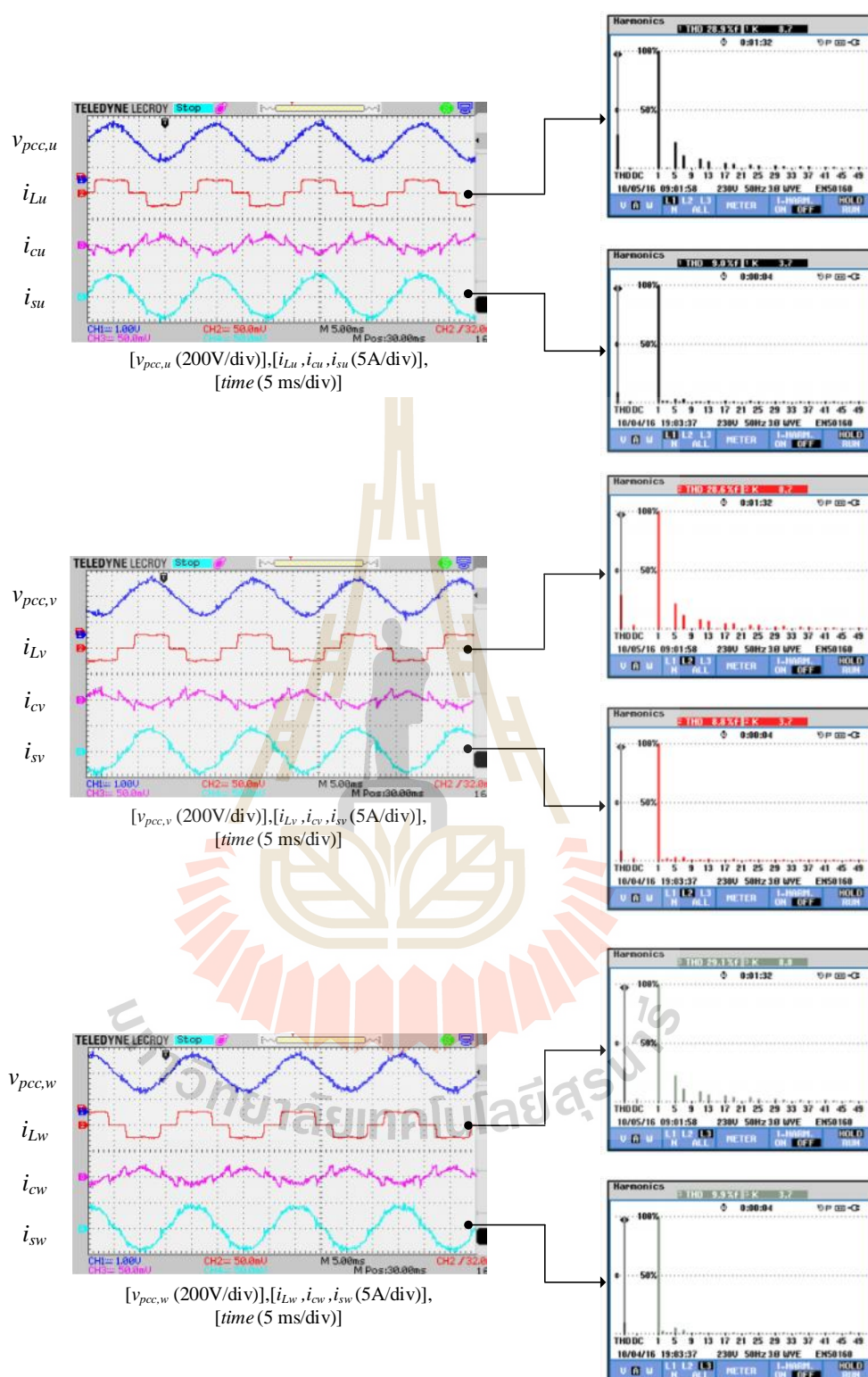
- ผลการทดสอบกรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา

ค่า  $R_L$  และ  $L_L$  ถูกกำหนดให้ เท่ากับ 80 โอห์ม และ 300 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อให้ได้ขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ( $K_{pc}, K_{ic}$ ) ในส่วนของระบบควบคุมกระแสชดเชยถูกกำหนดให้ เท่ากับ 262.66 และ  $1.54 \times 10^6$  ตามลำดับ (ตามการออกแบบในหัวข้อ 6.2.1) ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ( $K_{pc}, K_r, \bar{S}_r, Q$ ) ในส่วนของระบบควบคุมกระแสชดเชยถูกกำหนดตามการออกแบบในหัวข้อที่ 7.2.1 (กรณีระบบทดสอบที่ 1 ในตารางที่ 7.1) โดยที่ค่า  $K_{pc,(dq)}, K_{r,(dq)}, \bar{S}_{r,(dq)}$  และ  $Q_{(dq)}$  บนแกนดีคิว เท่ากับ 414, 517.5,  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที และ 10 ตามลำดับ ค่า  $K_{pc,0}, K_{r,0}, \bar{S}_{r,0}$  และ  $Q_0$  บนแกนศูนย์ เท่ากับ 232, 290,  $2 \times 150$  เรเดียนต่อวินาที และ 10 ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว ประกอบด้วย ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมหลัก (ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์) และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมช่วย (ตัวควบคุมพีชชีลอจิก) ตัวควบคุมหลักถูกกำหนดให้ใช้ค่าพารามิเตอร์ตามการออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิม ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมช่วยถูกกำหนดให้ใช้ฟังก์ชันสมาชิกอินพุตและเอาต์พุตบนแกนดีคิวศูนย์ ตามการออกแบบในบทที่ 8 (กรณีระบบทดสอบที่ 1 ในตารางที่ 8.7) ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ( $K_{pv,sum}, K_{iv,sum}, K_{pv,diff}, K_{iv,diff}$ ) ในส่วนของระบบควบคุมผลรวมและผลต่างแรงดันบัสไฟตรง ถูกกำหนดให้ เท่ากับ 0.33, 14.52, 0.24 และ 10.47 ตามลำดับ (ตามการออกแบบในหัวข้อ 6.3) ผลการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสของวงจรองกำลังแอกทีฟกรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ (PI) ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ (P+RES) และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว (Adaptive P+RES) แสดงได้ ดังรูปที่ 9.29 ถึง 9.31 ตามลำดับ

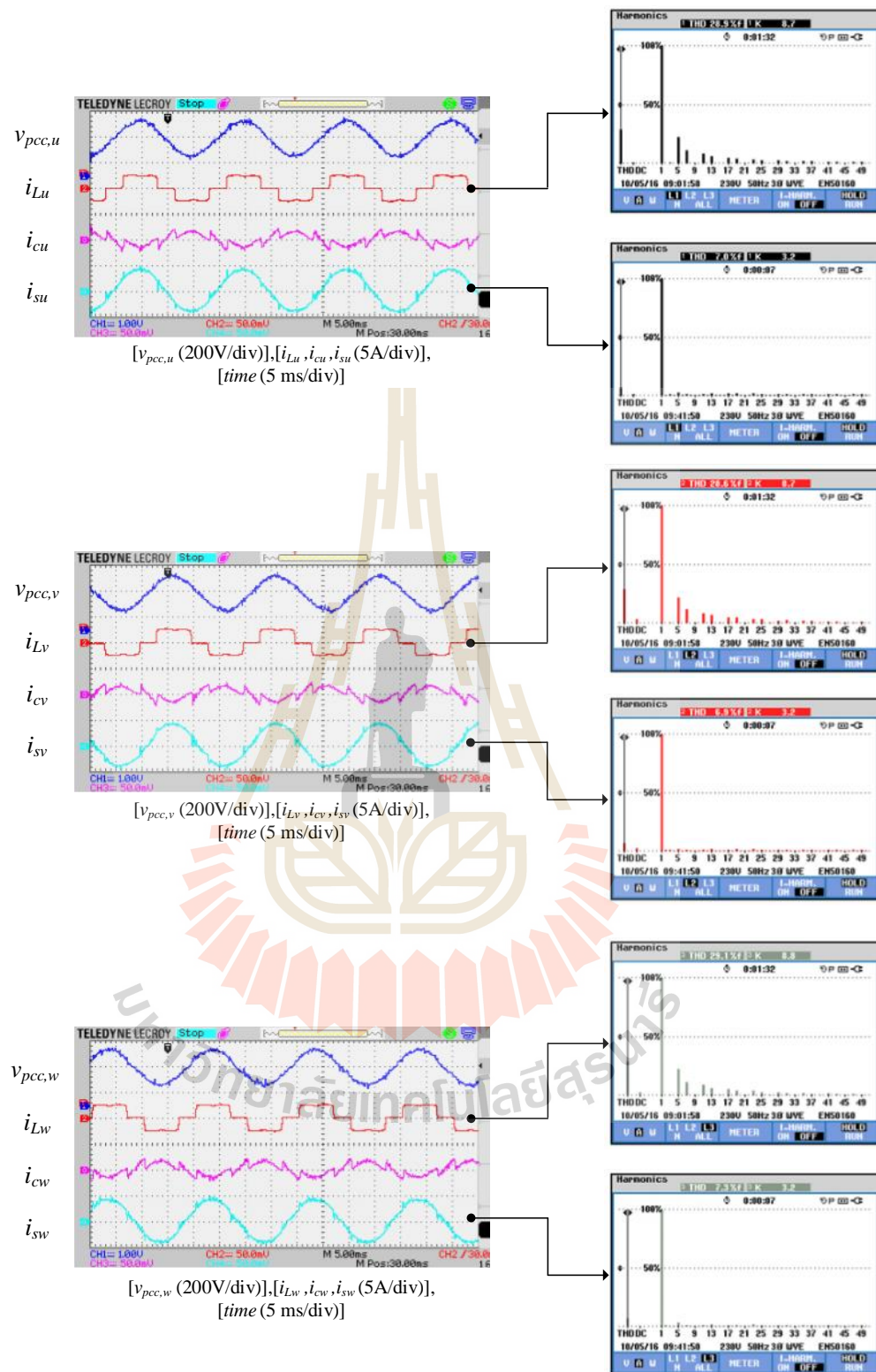




รูปที่ 9.29 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล)



รูปที่ 9.30 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล)



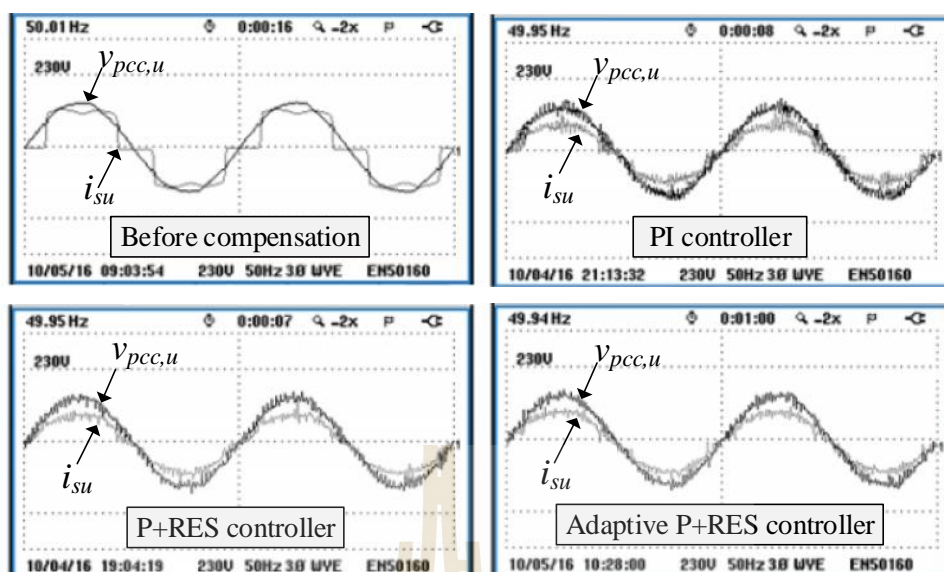
รูปที่ 9.31 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุ)



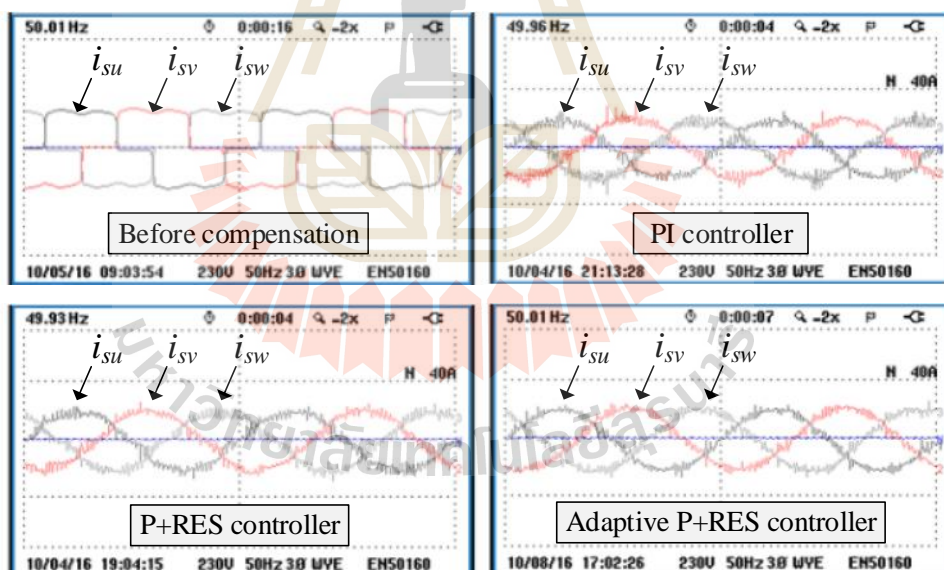
จากรูปที่ 9.29 ถึง 9.31 พบว่า รูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC ( $v_{pcc,u}, v_{pcc,v}, v_{pcc,w}$ ) มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์สมดุลทั้งสามเฟส แรงดันดังกล่าวถูกต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล ส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสโหลด ( $i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw}$ ) มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ โดยที่ กระแส  $i_{Lu}, i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีค่ายอดสูงสุด ประมาณ 3 แอมแปร์ ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกแต่ละเฟส ( $\%THD_k$ ) ก่อนการชดเชย เท่ากับ 28.9, 28.6 และ 29.1 ตามลำดับ โดยที่ ค่า  $\%THD_k$  ดังกล่าวได้รับการตรวจวัดด้วย Power quality analyzer (รุ่น 434, บริษัท Fluke) ภายหลังการชดเชย พบว่า วงจรกรองกำลังแอคทีฟลดกระแสชดเชยทั้งสามเฟส ( $i_{cu}, i_{cv}, i_{cw}$ ) เข้าสู่ระบบ ซึ่งทำให้กระแสที่แหล่งจ่าย ( $i_{su}, i_{sv}, i_{sw}$ ) มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ อย่างไรก็ตาม การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอคทีฟที่แตกต่างกัน ภายหลังการชดเชยกรณีใช้ตัวควบคุม PI ดังรูปที่ 9.29 พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}, i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ ซึ่งมีค่า  $\%THD_k$  ของแต่ละเฟส เท่ากับ 10.1, 10.1 และ 11.7 ตามลำดับ ภายหลังการชดเชยกรณีใช้ตัวควบคุม P+RES ดังรูปที่ 9.30 พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}, i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์เช่นเดียวกัน โดยที่ ค่า  $\%THD_k$  ของแต่ละเฟส เท่ากับ 9.0, 8.8 และ 9.9 ตามลำดับ ภายหลังการชดเชยกรณีใช้ตัวควบคุม Adaptive P+RES ดังรูปที่ 9.31 พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}, i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์เพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับกรณีใช้ตัวควบคุม PI และตัวควบคุม P+RES โดยที่ค่า  $\%THD_k$  ของแต่ละเฟส เท่ากับ 7.0, 6.9 และ 7.3 ตามลำดับ

สมรรถนะการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ( $PF$ ) แสดงได้ ดังรูปที่ 9.32 (ยกตัวอย่างกรณีเฟส  $u$ ) จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า สัญญาณ  $v_{pcc,u}$  กับสัญญาณ  $i_{su}$  ก่อนการชดเชยเกิดมุมต่างเฟสกัน โดยมีค่า  $PF$  เท่ากับ 0.96 (คำนวณตามสมการที่ 4.38) ภายหลังการชดเชย พบว่า สัญญาณ  $v_{pcc,u}$  กับสัญญาณ  $i_{su}$  มีเฟสที่ใกล้เคียงกัน โดยที่  $PF$  ที่ได้จากตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES มีค่า เท่ากับ 0.98, 0.98 และ 0.99 ตามลำดับ

การทดสอบสมรรถนะความสมดุลของกระแสที่แหล่งจ่ายแสดงได้ ดังรูปที่ 9.33 โดยที่ ค่าเปอร์เซ็นต์ตัวประกอบความไม่สมดุลของกระแส ( $\%CUF$ ) คือ ดัชนีชี้วัดสมรรถนะดังกล่าว ก่อนการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}, i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะสมดุล และผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์เช่นเดียวกับรูปสัญญาณ  $i_{Lu}, i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  โดยมีค่า  $\%CUF$  เพียง 1 เปอร์เซ็นต์ ทั้งนี้เนื่องจาก ระบบที่ทำการทดสอบมีการใช้งานโหลดแบบสมดุล อย่างไรก็ตาม ภายหลังการฉีดกระแส  $i_{cu}, i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  เข้าสู่ระบบด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ปรากฏว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}, i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์ และสมดุล โดยที่ ค่า  $\%CUF$  ภายหลังการชดเชยที่ได้จากตัวควบคุมทั้ง 3 แบบมีค่า เท่ากับ 1.4, 1.2 และ 1.0 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ



รูปที่ 9.32 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส  $u$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)



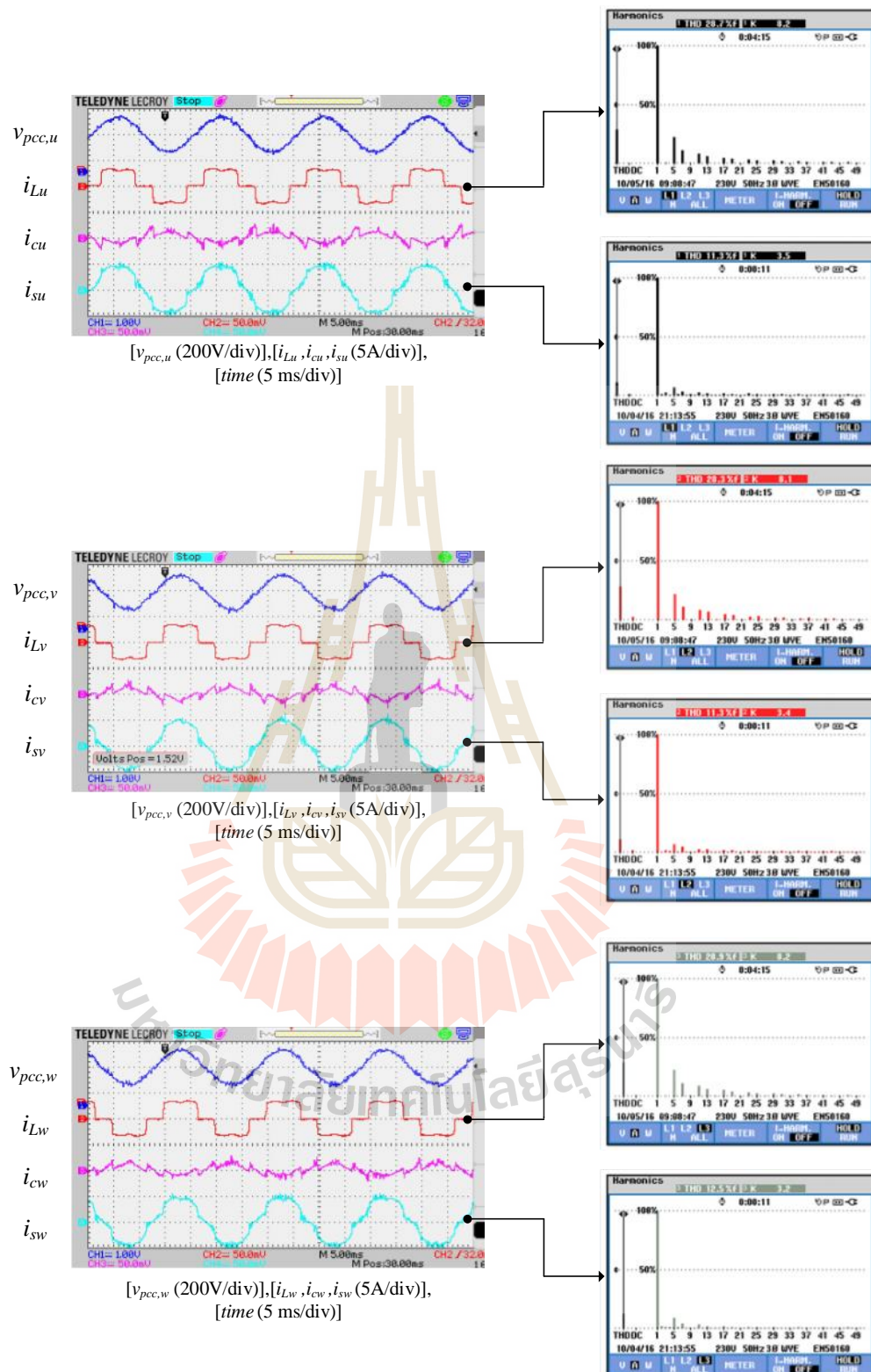
รูปที่ 9.33 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)

- ผลการทดสอบกรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา การกำหนดให้ขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา สามารถทำได้โดยการปรับลดค่า  $R_L$  ลงจากเดิม ( $R_L = 62$  ,  $L_L = 300$  mH) ตัวควบคุมทั้ง 3 แบบ (PI,

P+RES, Adaptive P+RES) ยังคงใช้ค่าพารามิเตอร์ชุดเดียวกับกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ผลการกำจัดฮาร์มอนิกกรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้น โดยใช้ตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ถูกนำเสนอไว้ ดังรูปที่ 9.34 ถึง 9.36 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว อธิบายได้ว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$  และ  $v_{pcc,w}$  ยังคงมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์สมดุลทั้งสามเฟส ผลจากการต่อแหล่งจ่ายแรงดันเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ การปรับลดค่า  $R_L$  ลงจากเดิม ส่งผลให้กระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีค่ายอดสูงสุดมากกว่าเดิมเมื่อเทียบกับค่ายอดสูงสุดของกระแสโหลดที่พิจารณาค่ากระแสดังกล่าวทั้งสามเฟสมีค่ายอดสูงสุด เท่ากับ 4 แอมแปร์ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสก่อนการชดเชยมีค่า เท่ากับ 28.7, 28.3 และ 28.9 ตามลำดับ ภายหลังการชดเชย พบว่า ระบบควบคุมกระแสชดเชยที่มีตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES สามารถควบคุม  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  ให้ลัดเข้าสู่จุด PCC ได้ ซึ่งผลจากการฉีดกระแสชดเชยดังกล่าวทำให้ รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยที่ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม PI มีค่า เท่ากับ 11.3, 11.3 และ 12.5 ตามลำดับ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม P+RES มีค่า เท่ากับ 10.2, 9.4 และ 10.3 ตามลำดับ และค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม Adaptive P+RES มีค่า เท่ากับ 8.1, 7.5 และ 8.3 ตามลำดับ

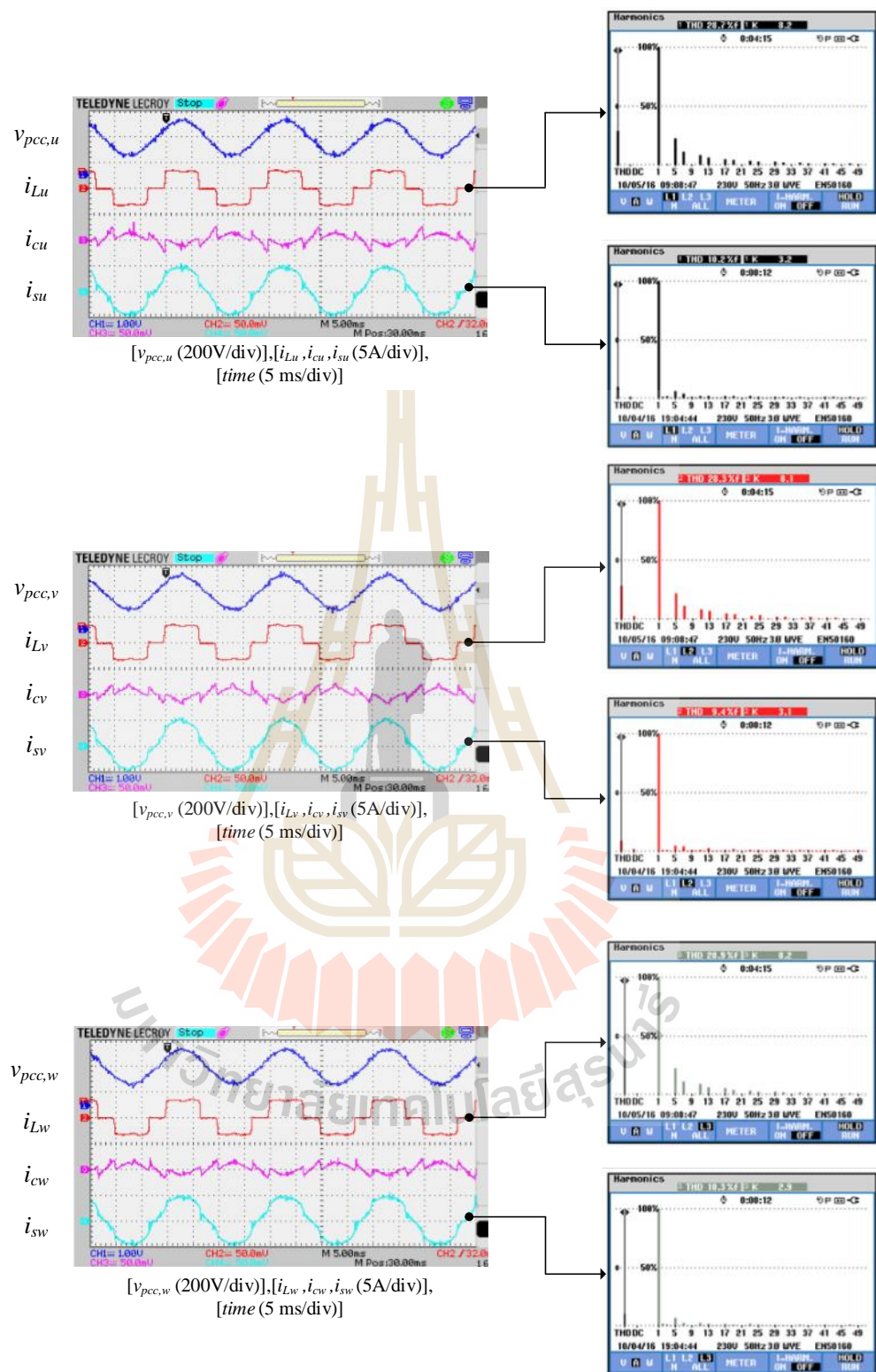
ผลทดสอบการปรับปรุงค่า  $PF$  กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.37 จากรูปดังกล่าว (ยกตัวอย่างกรณีเฟส  $u$ ) สังเกตได้ว่า ก่อนการชดเชย รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และมีมุมต่างเฟสเกิดขึ้นเมื่อเทียบกับรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  โดยมีค่า  $PF$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.96 ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นไซน์มากขึ้น และมีมุมเฟสที่ใกล้เคียงกับรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  มากขึ้น ค่า  $PF$  ที่ได้จากการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES เท่ากับ 0.98, 0.98 และ 0.99 ตามลำดับ

ผลการทดสอบความสมดุลของกระแสที่แหล่งจ่ายแสดงได้ ดังรูปที่ 9.38 จากรูปดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ อย่างไรก็ตามสัญญาณดังกล่าวยังคงมีลักษณะสมดุล ตามพฤติกรรมการใช้งานโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล โดยที่ค่า  $\%CUF$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.9 เปอร์เซนต์ ภายหลังการฉีด  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  เข้าสู่ระบบ ด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  กลับมาเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น และยังคงมีลักษณะสมดุลเช่นเดิม โดยที่  $\%CUF$  ภายหลังการชดเชยจากตัวควบคุมทั้ง 3 แบบมีค่า เท่ากับ 1.2, 1.1 และ 1.1 เปอร์เซนต์ตามลำดับ

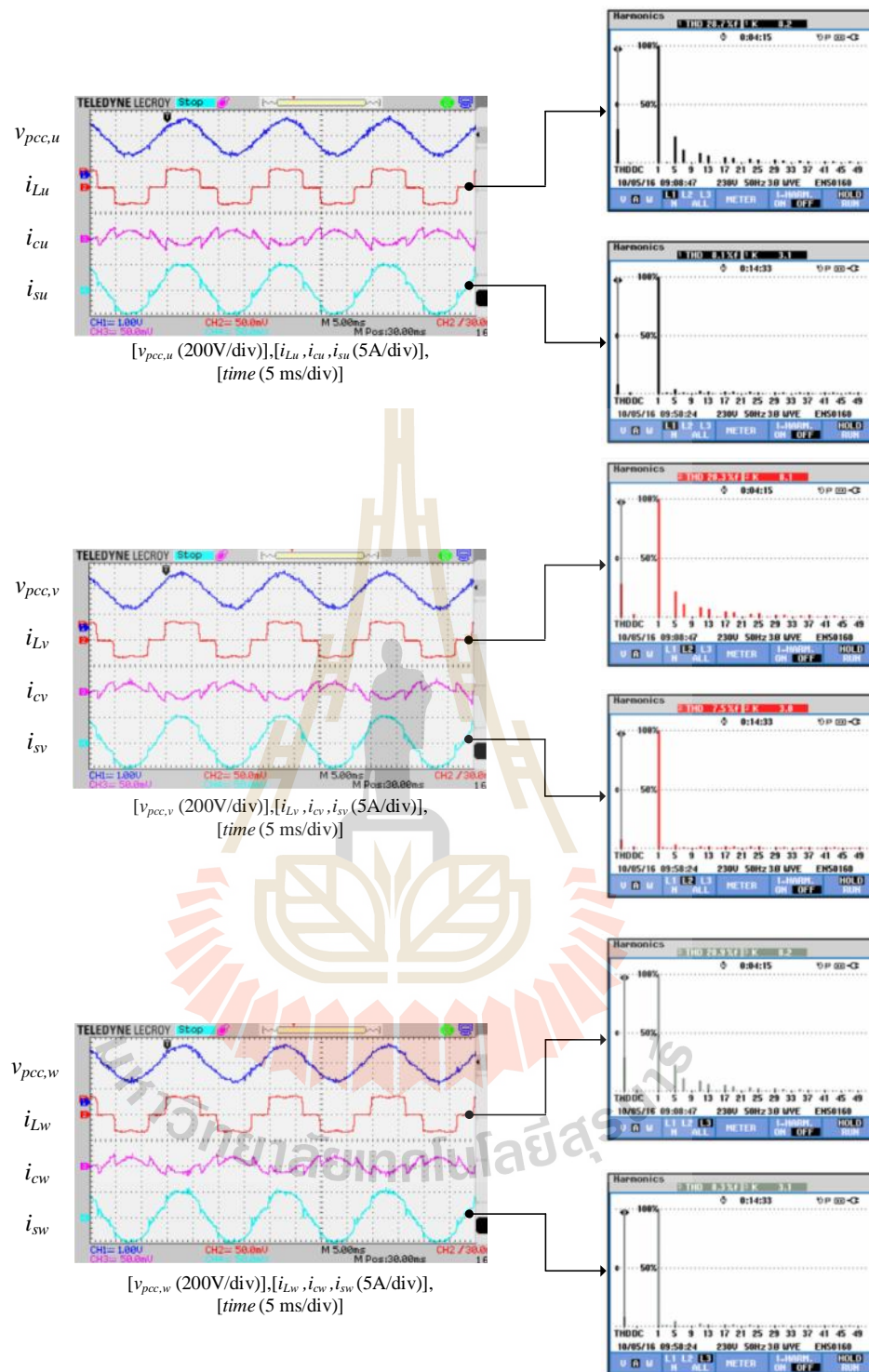


รูปที่ 9.34 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)

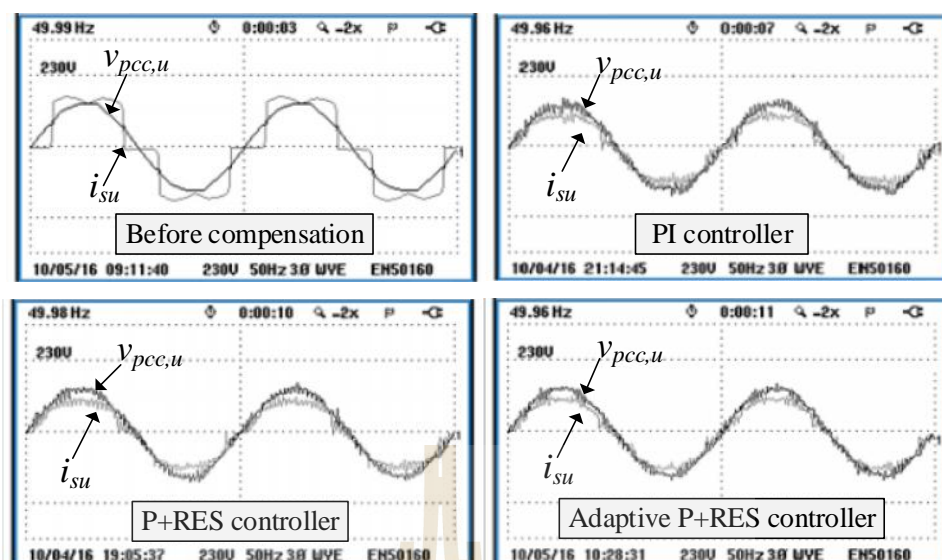




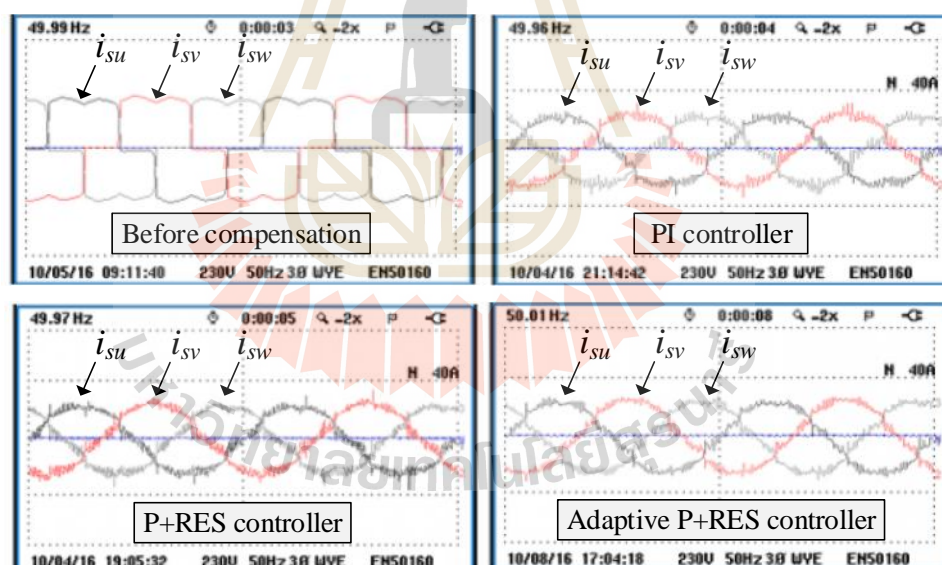
รูปที่ 9.35 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์  
กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)



รูปที่ 9.36 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)



รูปที่ 9.37 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส  $u$  กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)



รูปที่ 9.38 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)

- ผลการทดสอบกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา

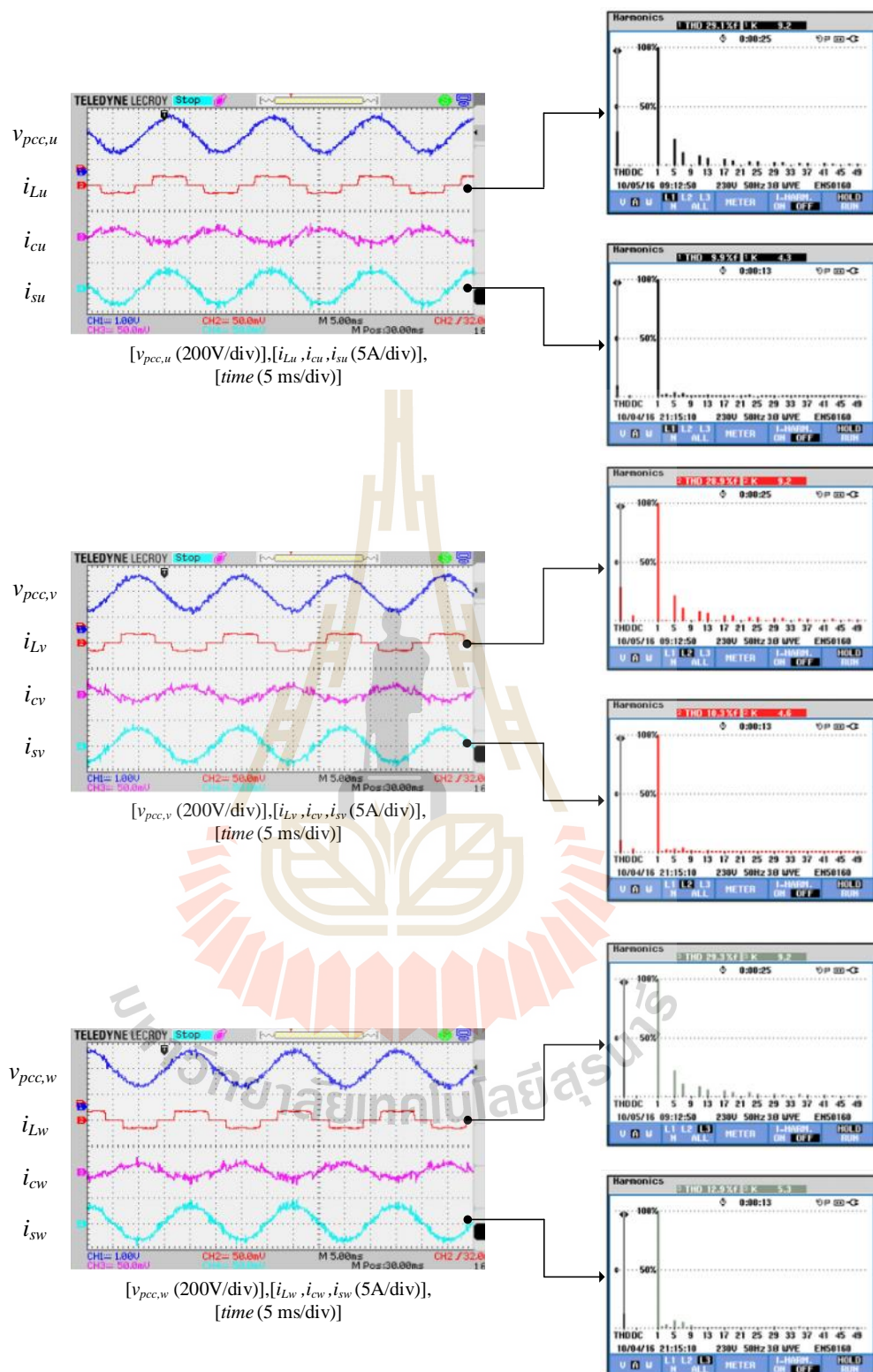
ผู้วิจัยกำหนดใช้ค่า  $R_L$  และ  $L_L$  เท่ากับ 120 โอห์ม และ 300 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อให้ขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม

ทั้ง 3 แบบ (PI, P+RES, Adaptive P+RES) ยังคงใช้ชุดเดียวกับการทดสอบในกรณีขนาดของกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา ผลทดสอบการจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.39 ถึง 9.41 รูปดังกล่าวแสดงสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ตามลำดับ จากรูปที่ 9.39 ถึง 9.41 อธิบายได้ว่า แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าป้อนแรงดัน  $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$  และ  $v_{pcc,w}$  ให้กับโหลดไม่เป็นเชิงแบบสมมูล ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ โดยที่กระแสโหลดดังกล่าวทั้งสามเฟสมีค่ายอดสูงสุด ประมาณ 2 แอมแปร์ ซึ่งค่าดังกล่าวมีค่าน้อยกว่ากระแสโหลดที่พิจารณา ค่า  $\%THD_k$  ก่อนการชดเชยทั้งสามเฟส เท่ากับ 29.1, 28.9 และ 29.3 ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม ภายหลังการฉีดกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  พบว่า กระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น การควบคุมกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  ด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้สมรรถนะการจัดฮาร์มอนิกที่แตกต่างกัน โดยที่ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม PI มีค่า เท่ากับ 9.9, 10.3 และ 12.9 ตามลำดับ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม P+RES มีค่า เท่ากับ 8.9, 8.2 และ 8.5 ตามลำดับ และค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม Adaptive P+RES มีค่า เท่ากับ 7.3, 7.1 และ 7.1 ตามลำดับ

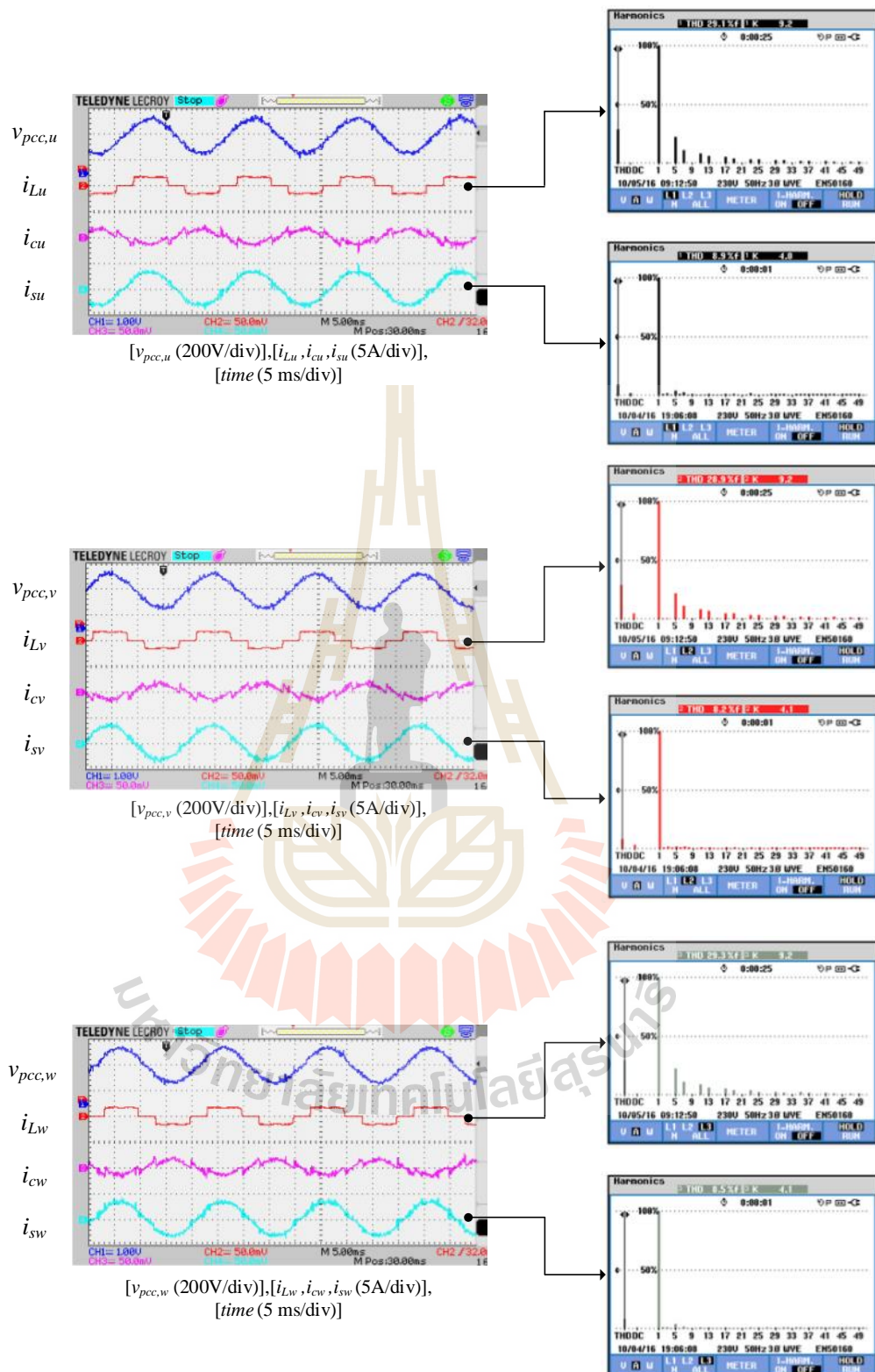
การเปรียบเทียบรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  กับ  $i_{su}$  กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.42 รูปดังกล่าวเป็นการยกตัวอย่างกรณีเฟส  $u$  ซึ่งสังเกตได้ว่ารูปสัญญาณ  $i_{su}$  กับ  $v_{pcc,u}$  ก่อนการชดเชยมีมุมต่างเฟสกัน โดยที่  $PF$  มีค่า เท่ากับ 0.96 ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์ และมีมุมเฟสที่ใกล้เคียงกับรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  โดยที่  $PF$  ที่ได้จากตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES มีค่า เท่ากับ 0.97, 0.97 และ 0.98 ตามลำดับ

รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ก่อนและภายหลังการชดเชยในกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.43 จากรูปดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ก่อนการชดเชยมีลักษณะสมมูล โดยมีค่า  $\%CUF$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 1.0 เปอร์เซ็นต์ ภายหลังการชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES พบว่า รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ยังคงมีลักษณะสมมูลเช่นเดิม โดยที่  $\%CUF$  ที่ได้จากตัวควบคุมทั้ง 3 แบบมีค่า เท่ากับ 1.2, 1.1 และ 1.1 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ

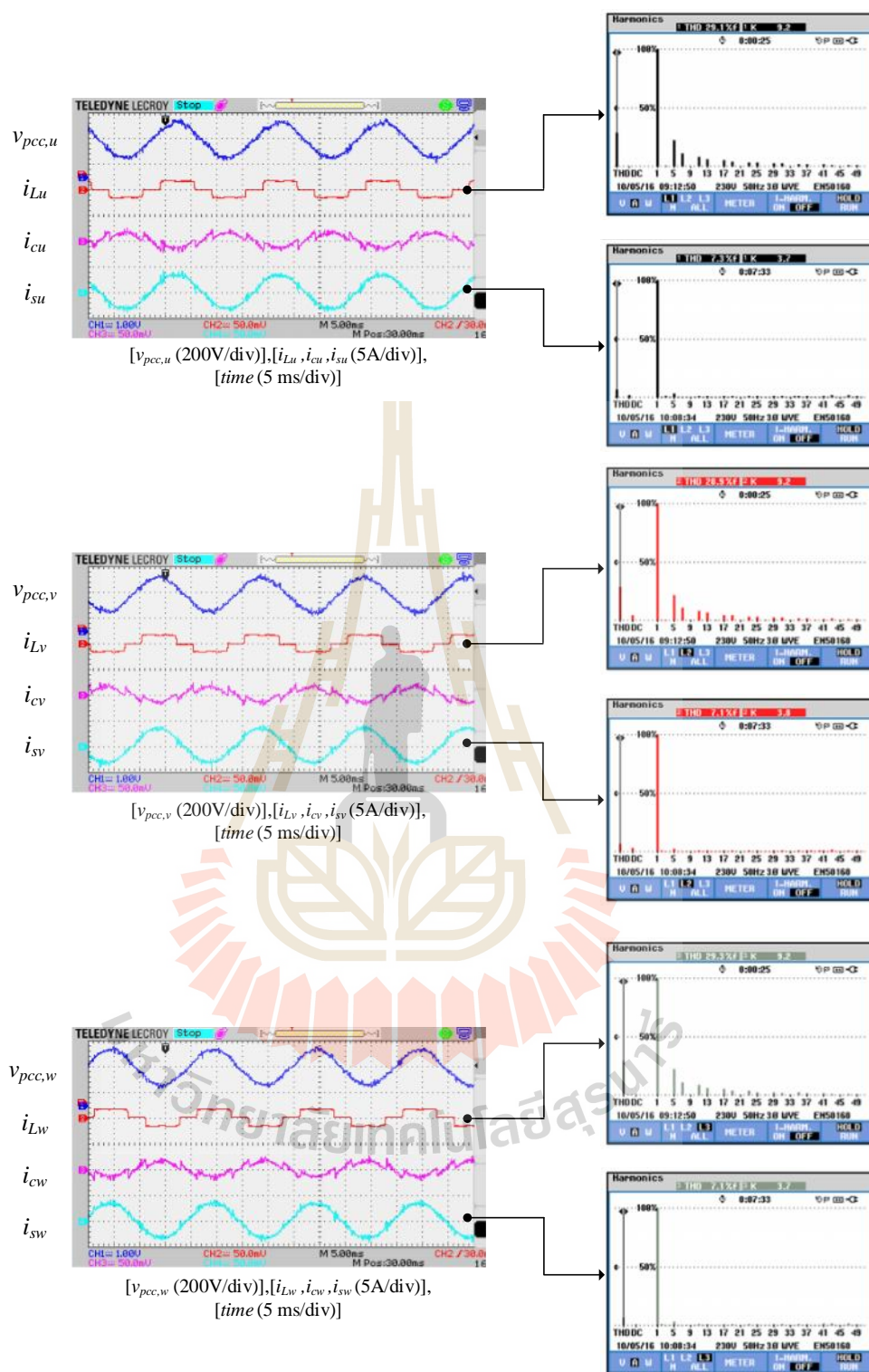




รูปที่ 9.39 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอ  
กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)

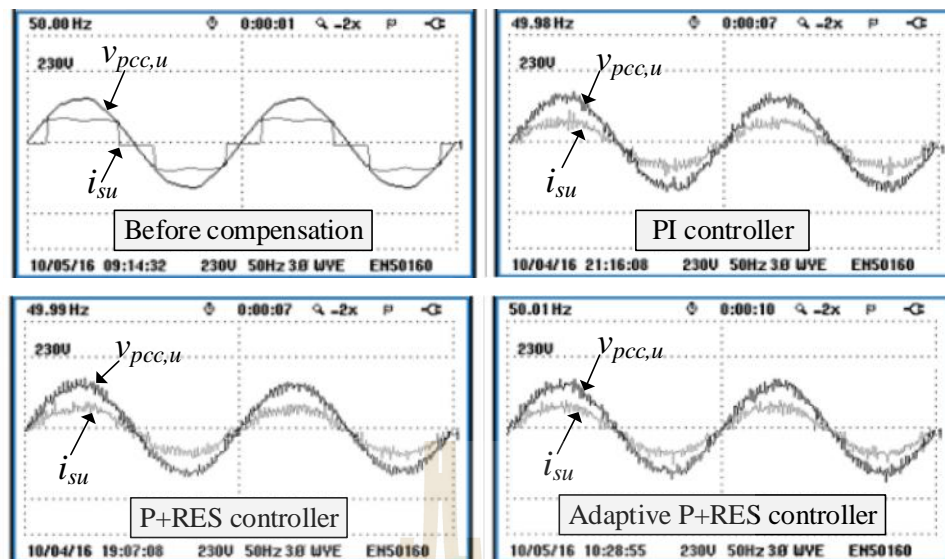


รูปที่ 9.40 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์  
กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)

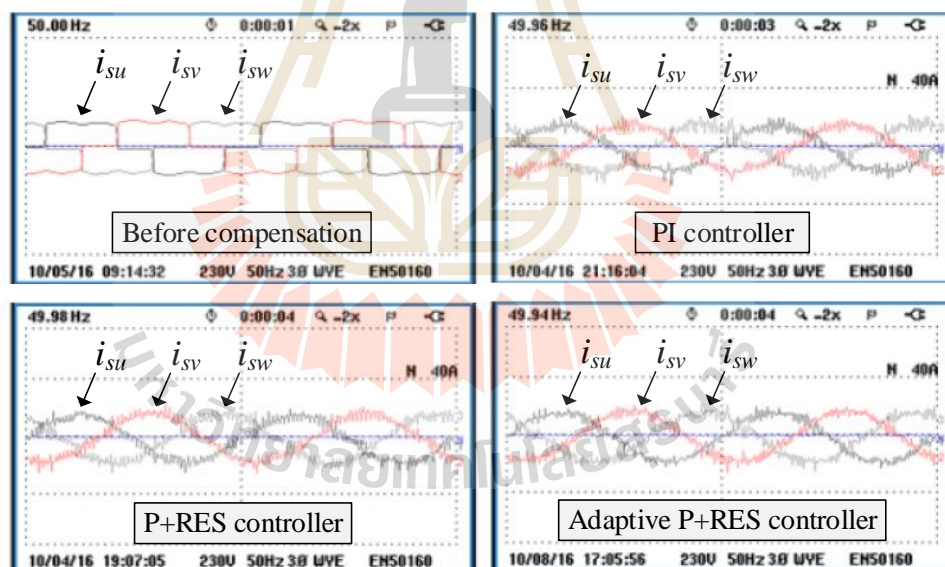


รูปที่ 9.41 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)





รูปที่ 9.42 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส  $u$   
กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)



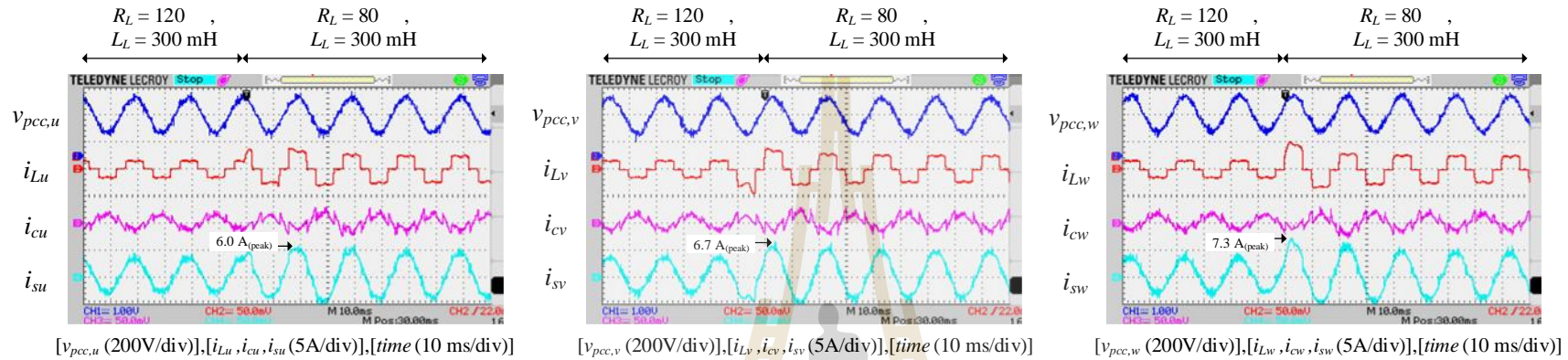
รูปที่ 9.43 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดลดลง  
จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล)

- ผลการทดสอบกรณีปรับเปลี่ยนขนาดของกระแสโหลดแบบทันทีทันใด
- ตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ได้รับการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสขดเชยในสภาวะชั่วคราว โดยการปรับขนาดของกระแสโหลด

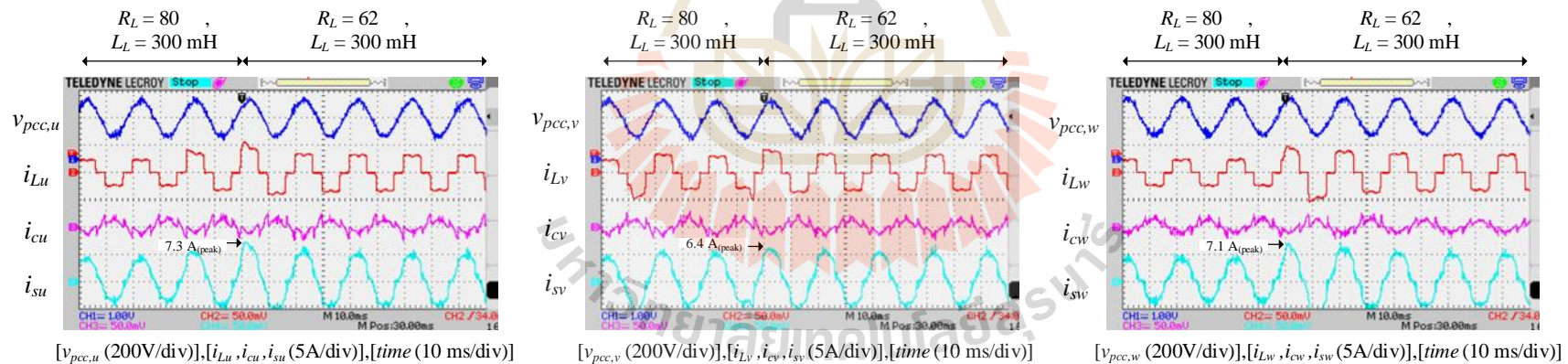
แบบทันทีทันใดใน 2 ระดับ ได้แก่ การปรับขนาดของกระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ให้มีค่าสูงสุดจาก 2 แอมแปร์ ( $R_L = 120$  ,  $L_L = 300$  mH) เป็น 3 แอมแปร์ ( $R_L = 80$  ,  $L_L = 300$  mH) และการปรับขนาดของกระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ให้มีค่าสูงสุดจาก 3 แอมแปร์ ( $R_L = 80$  ,  $L_L = 300$  mH) เป็น 4 แอมแปร์ ( $R_L = 62$  ,  $L_L = 300$  mH) ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีปรับเปลี่ยนขนาดของกระแสโหลดแบบทันทีทันใดแสดงได้ ดังรูปที่ 9.44 ถึง 9.49

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม PI กรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ และกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ แสดงได้ดังรูปที่ 9.44 และ 9.45 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีลักษณะเพิ่มสูงขึ้นจากการปรับค่า  $R_L$  ให้ลดลง การปรับโหลดในลักษณะดังกล่าวส่งผลให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟผิดกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  เพิ่มขึ้นจากเดิม รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  จึงมีลักษณะแกว่งไกวก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะคงตัว รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในช่วงเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ มีค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุดเท่ากับ 6.0, 6.7 และ 7.3 แอมแปร์ ตามลำดับ จากนั้น รูปสัญญาณดังกล่าวเข้าสู่สภาวะคงตัวทั้งสามเฟส โดยมีค่ายอดสูงสุด เท่ากับ 4.10, 4.24 และ 4.10 แอมแปร์ ตามลำดับ ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุด เท่ากับ 7.3, 6.4 และ 7.1 แอมแปร์ ตามลำดับ จากนั้นได้เข้าสู่สภาวะคงตัว โดยที่ รูปสัญญาณดังกล่าวมีค่ายอดทั้งสามเฟส เท่ากับ 4.95, 5.09 และ 4.95 แอมแปร์ ตามลำดับ

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม P+RES กรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ และกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ แสดงได้ดังรูปที่ 9.46 และ 9.47 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่าการปรับเพิ่มขึ้นของรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ส่งผลให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟผิดกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  เพิ่มขึ้นจากเดิม เมื่อพิจารณารูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ปรากฏว่า รูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะแกว่งไกว โดยที่ รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ มีค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุด เท่ากับ 6.9, 6.1 และ 5.9 แอมแปร์ ตามลำดับ รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ มีค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุด เท่ากับ 7.8, 6.7 และ 8.0 แอมแปร์ ตามลำดับ เมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในกรณีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ มีการเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยมีค่ายอดของทั้งสามเฟส เท่ากับ 4.10, 4.24 และ 4.24 แอมแปร์ ตามลำดับ และค่ายอดทั้งสามเฟสในสภาวะคงตัว ในกรณีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ เท่ากับ 4.95, 5.09 และ 4.95 แอมแปร์ ตามลำดับ

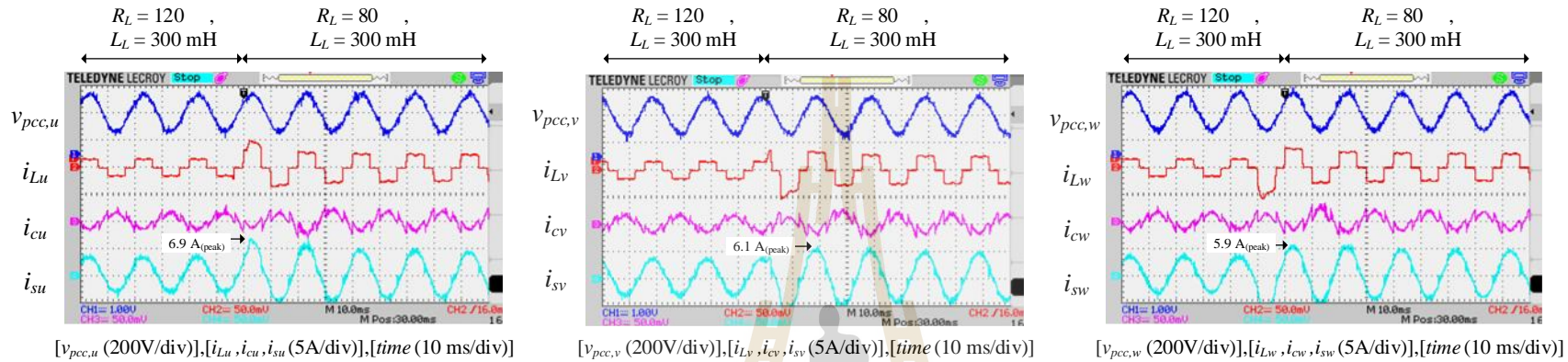


รูปที่ 9.44 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์

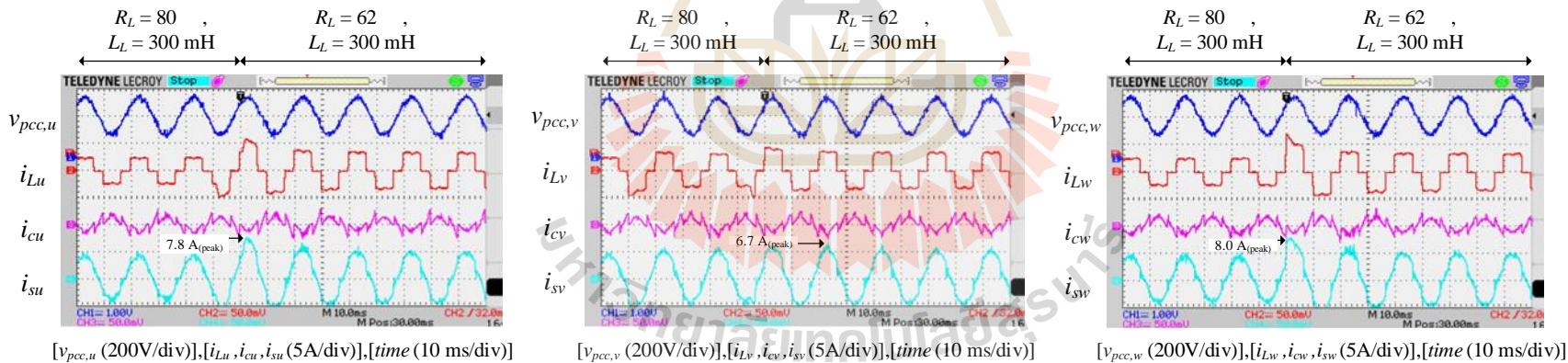


รูปที่ 9.45 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์

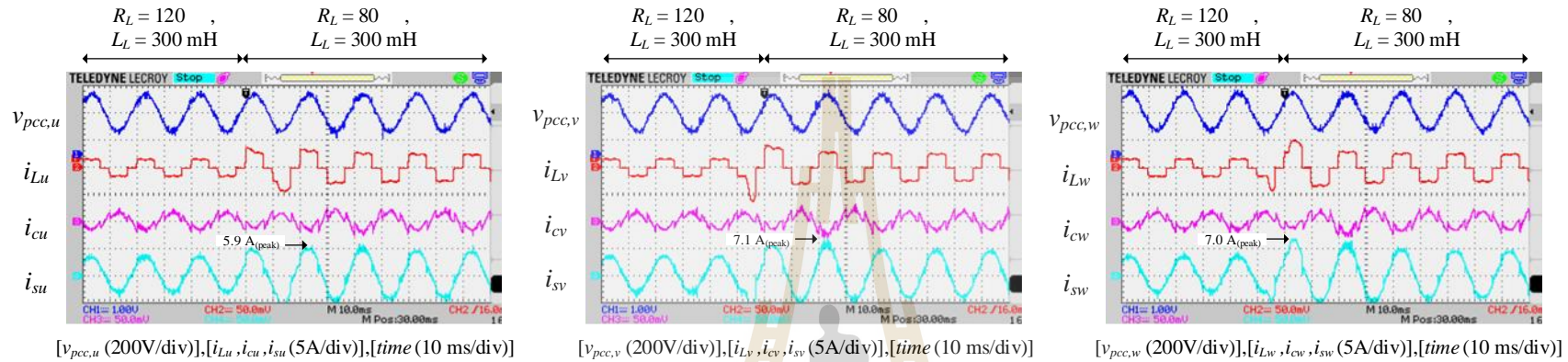




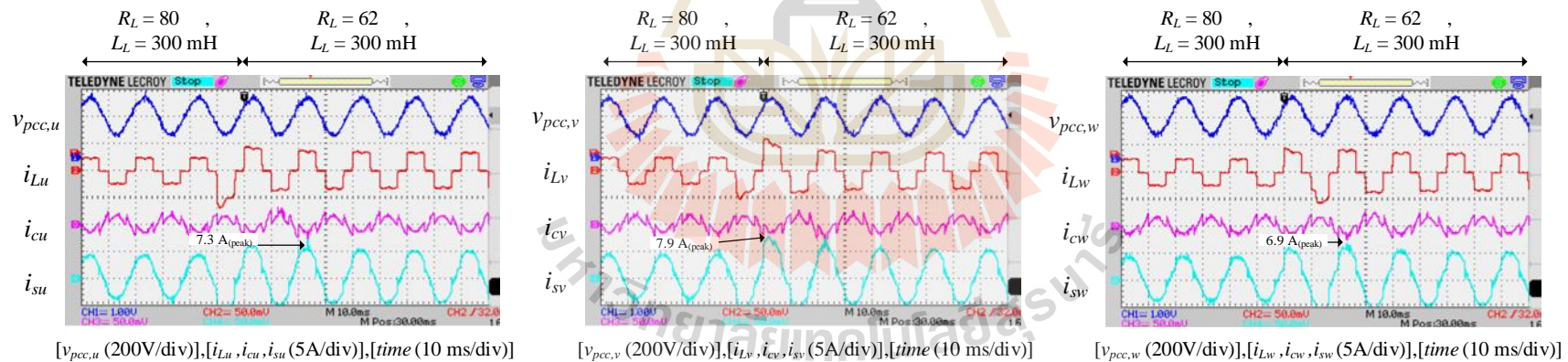
รูปที่ 9.46 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์



รูปที่ 9.47 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์



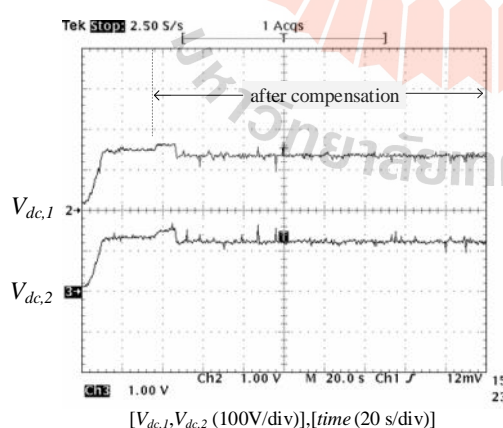
รูปที่ 9.48 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์



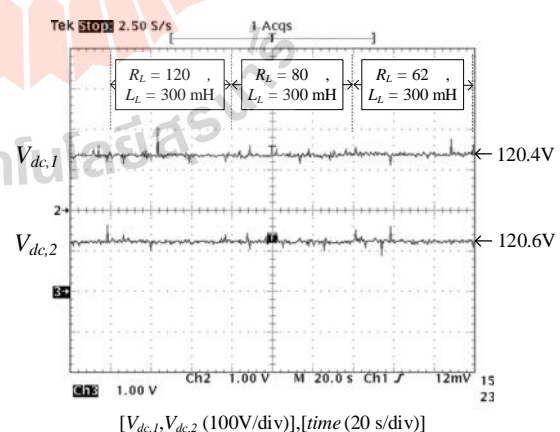
รูปที่ 9.49 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม Adaptive P+RES กรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ และกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ แสดงได้ดังรูปที่ 9.48 และ 9.49 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะแกว่งไกวมากขึ้นตามการปรับเพิ่มของกระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ มีค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุด เท่ากับ 5.9, 7.1 และ 7.0 แอมแปร์ ตามลำดับ และรูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์ มีค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุด เท่ากับ 7.3, 7.9 และ 6.9 แอมแปร์ ตามลำดับ จากนั้นรูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  จะเข้าสู่สภาวะคงตัว ซึ่งปรากฏว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  สำหรับกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 2 เป็น 3 แอมแปร์ มีค่ายอดในสภาวะคงตัวทั้งสามเฟส เท่ากับ 4.24, 4.38 และ 4.38 แอมแปร์ ตามลำดับ และรูปสัญญาณดังกล่าวมีค่ายอดในสภาวะคงตัวทั้งสามเฟส เท่ากับ 5.09, 5.23 และ 5.09 แอมแปร์ ตามลำดับ สำหรับกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดจาก 3 เป็น 4 แอมแปร์

ผลทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง ( $V_{dc,1}$ ,  $V_{dc,2}$ ) ของวงจรกรองกำลังแยกที่ฟที่มีระบบควบคุมกระแสชดเชยโดยใช้ตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES แสดงได้ ดังรูปที่ 9.50 ถึง 9.52 ตามลำดับ ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแยกที่ฟพิจารณาใช้ตัวควบคุมพีไอ เพื่อควบคุมค่า  $V_{dc,1}$  และ  $V_{dc,2}$  ให้คงที่ตามค่าผลรวมแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงที่กำหนดใช้สำหรับการทดสอบนี้ ( $\sum V_{dc}^* = 240$  V)



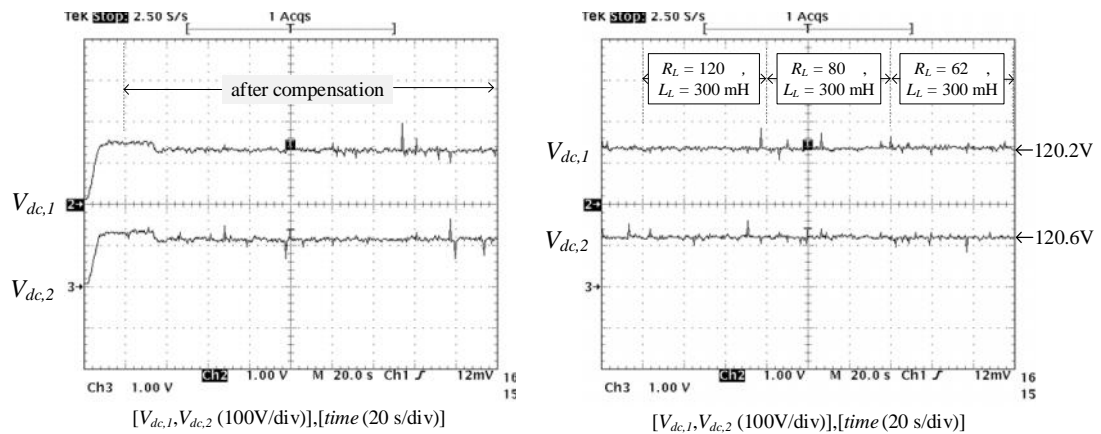
(ก) ช่วงเริ่มต้นฉีดกระแสชดเชย



(ข) ช่วงการปรับเปลี่ยนโหลด  $R_L$

รูปที่ 9.50 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ  
(กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ)



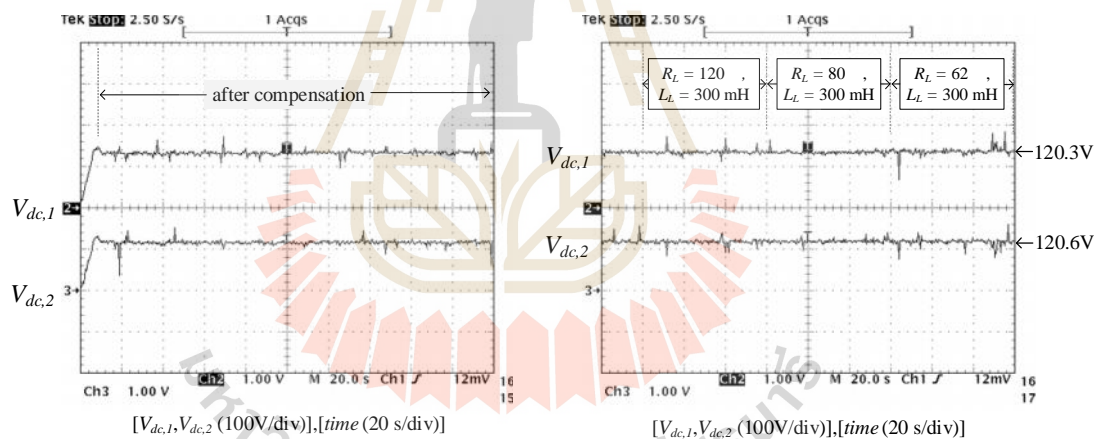


(ก) ช่วงเริ่มต้นนิจการเสถียร

(ข) ช่วงการปรับเปลี่ยนโหลด  $R_L$ 

รูปที่ 9.51 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

(กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์)



(ก) ช่วงเริ่มต้นนิจการเสถียร

(ข) ช่วงการปรับเปลี่ยนโหลด  $R_L$ 

รูปที่ 9.52 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ

(กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว)

ค่า  $\sum V_{dc}$  ในช่วงเริ่มต้นของการนิจการเสถียร  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES แสดงได้ ดังรูปที่ 9.50 (ก), 9.51 (ก) และ 9.52 (ก) ตามลำดับ ซึ่งพบว่า การใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัว



ควบคุมทั้งสามแบบ ให้ค่า  $\sum V_{dc}$  เริ่มต้นที่แตกต่างกัน ซึ่งค่าดังกล่าวยังไม่ได้รับการควบคุมให้คงที่ตามค่า  $\sum V_{dc}^*$  ที่กำหนดไว้ แต่อย่างไรก็ตาม หลังจากนั้น ค่าแรงดันดังกล่าวสามารถเข้าสู่ค่าคงที่ตามข้อกำหนด ประมาณ 240 โวลต์ ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง ค่า  $\sum V_{dc}$  ที่ได้รับการควบคุมกรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES แสดงผลทดสอบได้ ดังรูปที่ 9.50 (ข) 9.51 (ข) และ 9.52 (ข) ตามลำดับ

ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟกรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา สามารถสรุปได้ ดังตารางที่ 9.4 จากตารางดังกล่าวอธิบายได้ว่า ตัวควบคุม Adaptive P+RES มีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยดีที่สุดในทุกกรณี โหลดที่ทำการทดสอบ เมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุม PI และตัวควบคุม P+RES โดยพิจารณาได้จากค่า %THD ในส่วนของสมรรถนะความสมดุลของกระแสที่แหล่งจ่ายภายหลังการชดเชย และสมรรถนะการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ปรากฏว่า ตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้สมรรถนะในประเด็นดังกล่าวที่ดีใกล้เคียงกัน โดยพิจารณาได้จากค่า %CUF และค่า PF ภายหลังการชดเชย

### 9.3.2 ผลการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล

วงจรกรองกำลังแอกทีฟในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก (split capacitor) ดังนั้น วงจรดังกล่าวจึงสามารถใช้งานได้กับโหลดที่มีลักษณะไม่สมดุล หัวข้อนี้นำเสนอผลการทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล โครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบทดสอบที่มีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุลแสดงได้ ดังรูปที่ 9.2 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล คือ วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสจำนวน 3 ชุด วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสแต่ละชุดต่อเข้ากับตัวต้านทาน ( $R_{Lu}, R_{Lv}, R_{Lw}$ ) ที่อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ( $L_{Lu}, L_{Lv}, L_{Lw}$ ) ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ถูกกำหนดให้ทดสอบกับขนาดกระแสโหลดที่แตกต่างกัน 3 กรณี เช่นเดียวกับการทดสอบในหัวข้อที่ 9.3.1 ซึ่งประกอบด้วย กรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา ผลการทดสอบกับกรณีต่าง ๆ ในข้างต้นถูกนำเสนอไว้ ดังนี้

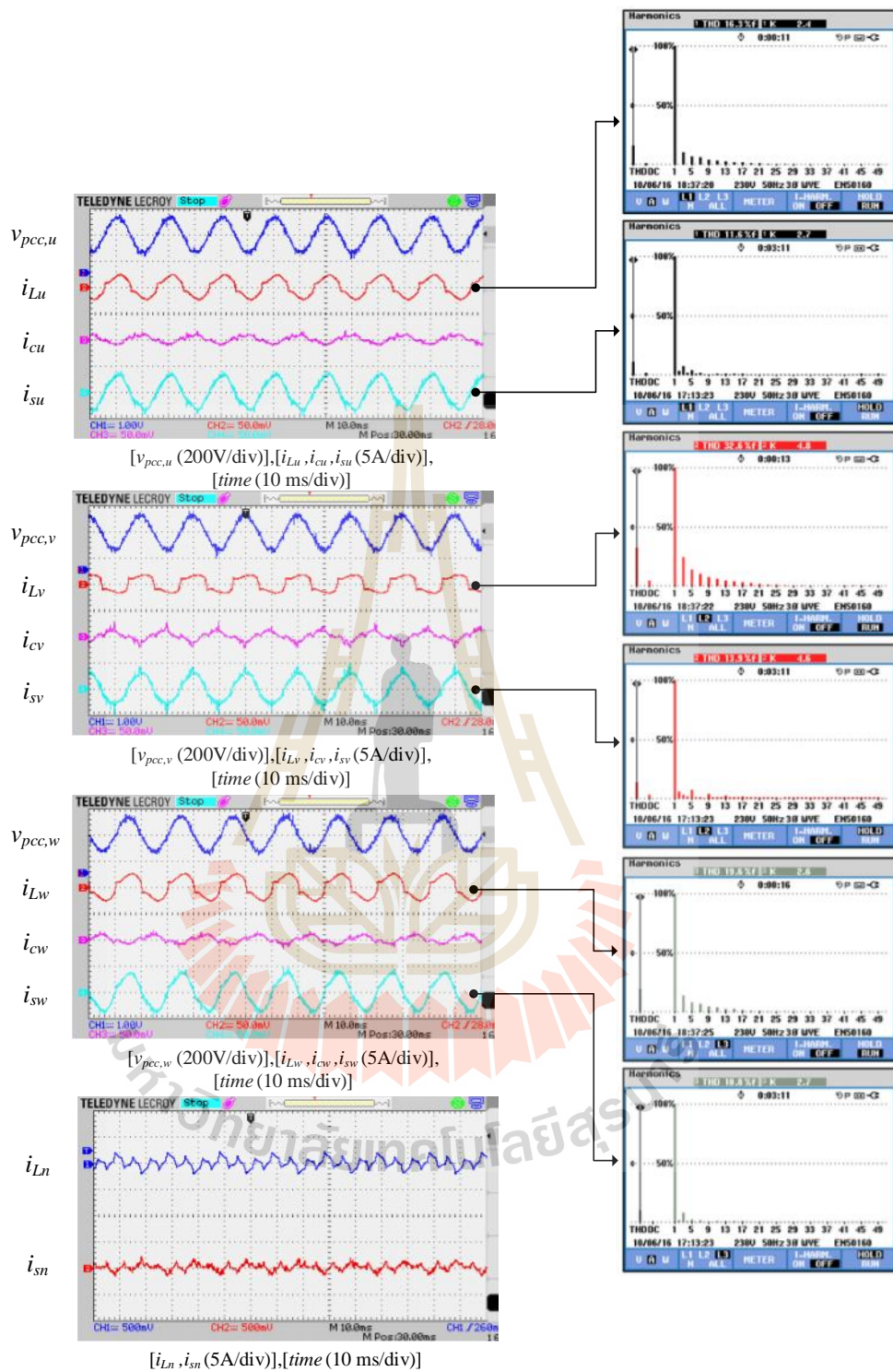
ตารางที่ 9.4 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมมูล

ดัชนีชี้วัด สมรรถนะ		กรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจาก กระแสโหลดที่พิจารณา ( $R_L = 120$ , $L_L = 300$ mH)				กรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา ( $R_L = 80$ , $L_L = 300$ mH)				กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจาก กระแสโหลดที่พิจารณา ( $R_L = 62$ , $L_L = 300$ mH)			
%THD	เฟส	ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย		
			PI	P+RES	Adaptive P+RES		PI	P+RES	Adaptive P+RES		PI	P+RES	Adaptive P+RES
	$u$	29.1	9.9	8.9	7.3	28.9	10.1	9.0	7.0	28.7	11.3	10.2	8.1
	$v$	28.9	10.3	8.2	7.1	28.6	10.1	8.8	6.9	28.3	11.3	9.4	7.5
	$w$	29.3	12.9	8.5	7.1	29.1	11.7	9.9	7.3	28.9	12.5	10.3	8.3
	$ave$	29.1	11.03	8.53	7.17	28.87	10.63	9.23	7.07	28.63	11.70	9.97	7.97
%CUF		1.0	1.2	1.1	1.1	1.0	1.2	1.1	1.0	0.9	1.2	1.1	1.1
PF		0.96	0.97	0.97	0.98	0.96	0.98	0.98	0.99	0.96	0.98	0.98	0.99

- ผลการทดสอบกรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา

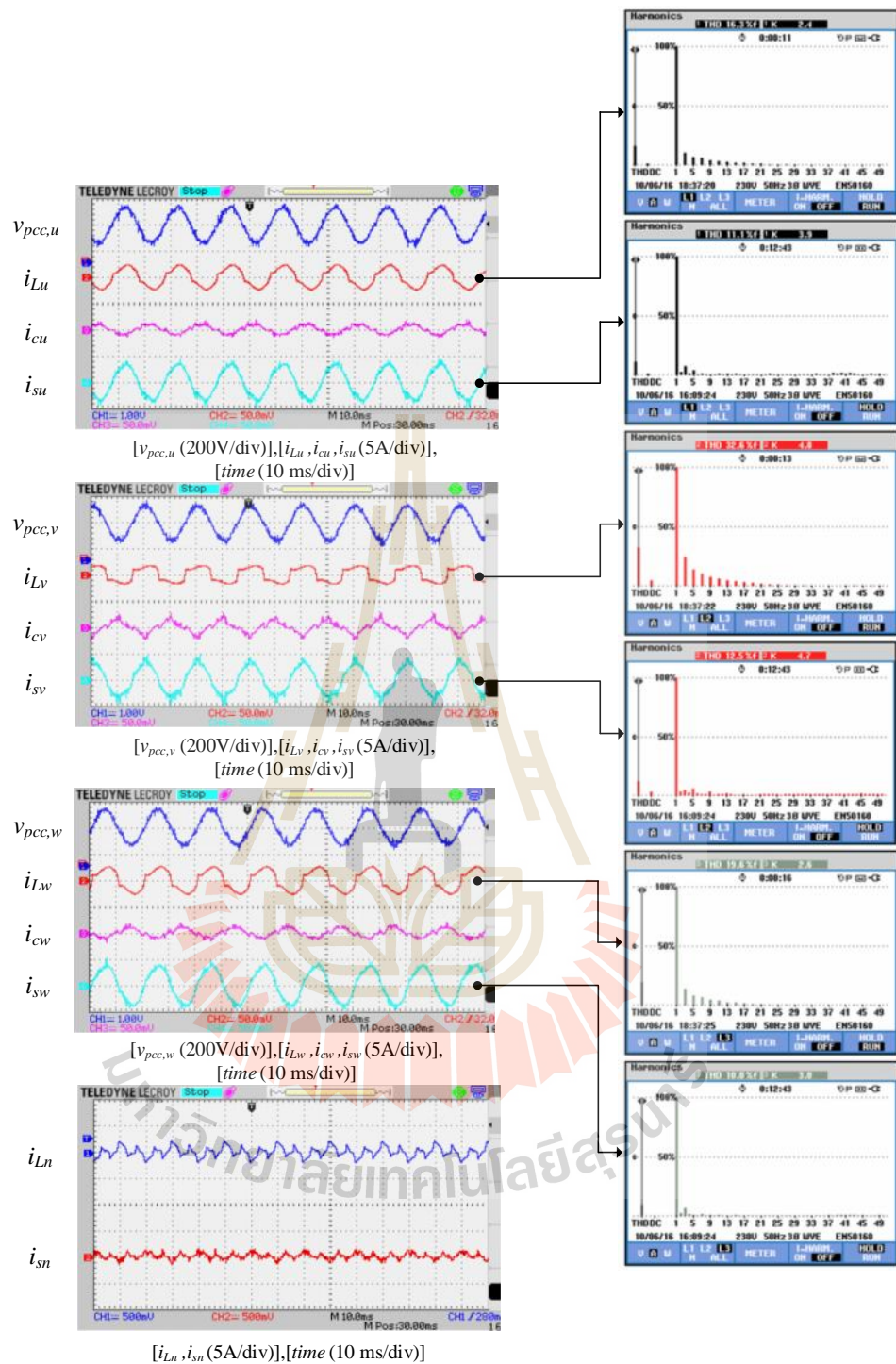
ขนาดของกระแสโหลดที่พิจารณาจากการกำหนดค่า  $R_{Lu}, R_{Lv}, R_{Lw}$  และ  $L_{Lu}, L_{Lv}, L_{Lw}$  เท่ากับ 42, 52, 38 โอห์ม และ 200, 250, 155 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม PI ( $K_{pc}, K_{ic}$ ) ในส่วนของระบบควบคุมกระแสชดเชยยังคงกำหนดให้ เท่ากับ 262.66 และ  $1.54 \times 10^6$  ตามลำดับ (ตามการออกแบบในหัวข้อ 6.2.1) ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม P+RES ( $K_{pc}, K_r, \hat{S}_r, Q$ ) ในส่วนของระบบควบคุมกระแสชดเชยถูกกำหนดตามการออกแบบในหัวข้อที่ 7.2.1 (กรณีระบบทดสอบที่ 2 ในตารางที่ 7.1) โดยที่ค่า  $K_{pc,d}, K_{r,d}, \hat{S}_{r,d}$  และ  $Q_d$  บนแกนดี เท่ากับ 162, 202.5,  $2 \times 100$  เรเดียนต่อวินาที และ 10 ตามลำดับ ค่า  $K_{pc,d}, K_{r,d}, \hat{S}_{r,d}$  และ  $Q_d$  บนแกนลิวถูกกำหนดให้ เท่ากับ 414, 517.5,  $2 \times 300$  เรเดียนต่อวินาที และ 10 ตามลำดับ ค่า  $K_{pc,0}, K_{r,0}, \hat{S}_{r,0}$  และ  $Q_0$  บนแกนศูนย์กำหนดให้ เท่ากับ 232, 290,  $2 \times 150$  เรเดียนต่อวินาที และ 10 ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม Adaptive P+RES ถูกกำหนดให้ตัวควบคุมหลักใช้ค่าพารามิเตอร์ชุดเดียวกับกรณีระบบทดสอบที่ 2 ตามตารางที่ 7.1 รวมทั้งกำหนดใช้ฟังก์ชันสมาชิกอินพุตและเอาต์พุตชุดเดียวกันกับกรณีระบบทดสอบที่ 2 ในตารางที่ 8.7 สำหรับตัวควบคุมช่วย (ตัวควบคุมฟuzzyลอจิก) ค่าพารามิเตอร์  $K_{pv,sum}, K_{iv,sum}, K_{pv,diff}$  และ  $K_{iv,diff}$  สำหรับตัวควบคุม PI ในส่วนของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงถูกกำหนดให้เช่นเดียวกับการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล (ออกแบบตามแนวทางในหัวข้อที่ 6.3) ผลการก่การจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสและการชดเชยกระแสนิวทรัลสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟกรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES แสดงได้ ดังรูปที่ 9.53 ถึง 9.55 ตามลำดับ

จากรูปที่ 9.53 ถึง 9.55 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{Lu}, i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์ การต่อแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้ากับโหลดไม่สมดุล ทำให้กระแส  $i_{Lu}, i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีลักษณะไม่สมดุล ดังนั้น จึงส่งผลให้ปรากฏรูปสัญญาณกระแสนิวทรัลที่โหลด ( $i_{Ln}$ ) ผลทดสอบก่อนการชดเชย พบว่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสมีค่า เท่ากับ 16.3, 32.6 และ 19.6 ตามลำดับ  $\%CUF$  มีค่า เท่ากับ 10.1 และค่า  $PF$  เท่ากับ 0.95 อย่างไรก็ตาม ภายหลังการชดเชย พบว่า ตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES สามารถควบคุมวงจรรองกำลังแอกทีฟให้ลดกระแส  $i_{cu}, i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  ได้ ด้วยเหตุนี้ รูปสัญญาณ  $i_{su}, i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  จึงมีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น โดยที่ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม PI เท่ากับ 11.6, 13.9 และ 10.8 ตามลำดับ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม P+RES เท่ากับ 11.1, 12.5 และ 10.0 ตามลำดับ และค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม Adaptive P+RES เท่ากับ 9.5, 11.0 และ 9.5 ตามลำดับ รูปสัญญาณกระแสนิวทรัลที่แหล่งจ่าย ( $i_{sn}$ ) มีค่าใกล้เคียงศูนย์ ซึ่งหมายความว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}, i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  กลับมามีลักษณะสมดุล

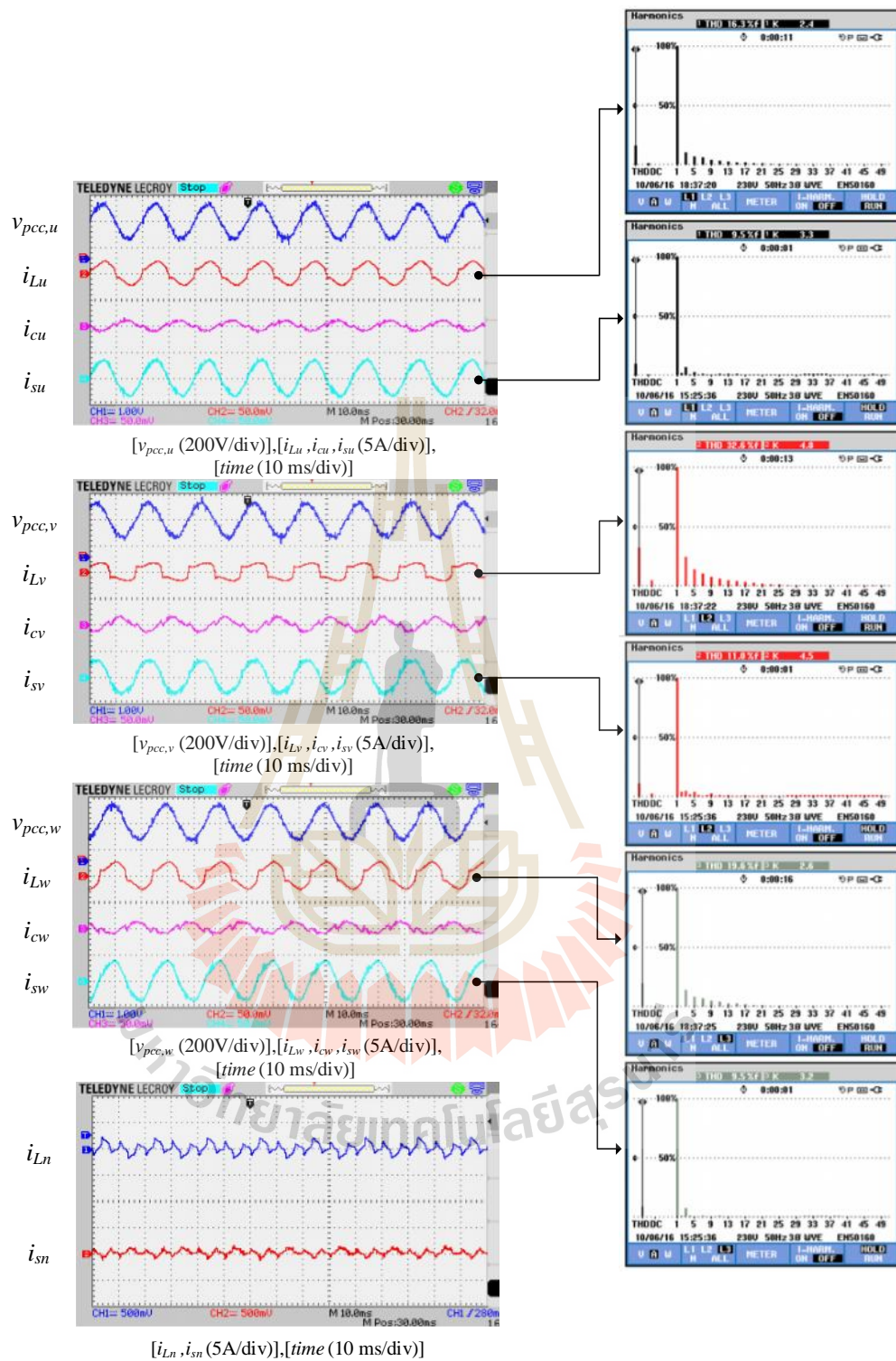


รูปที่ 9.53 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมฟิโ  
กฤษฎีกระแสไหลดัดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)



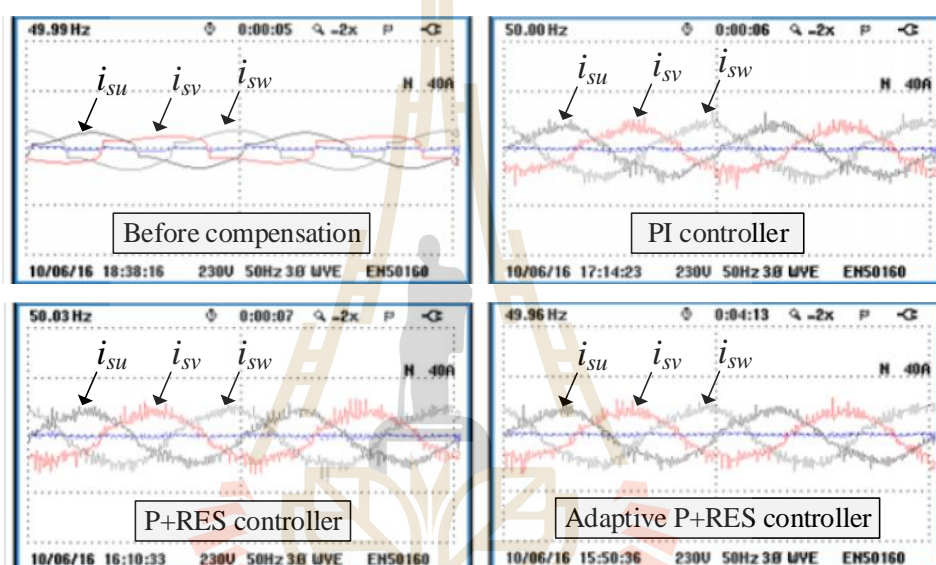


รูปที่ 9.54 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์  
กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)



รูปที่ 9.55 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

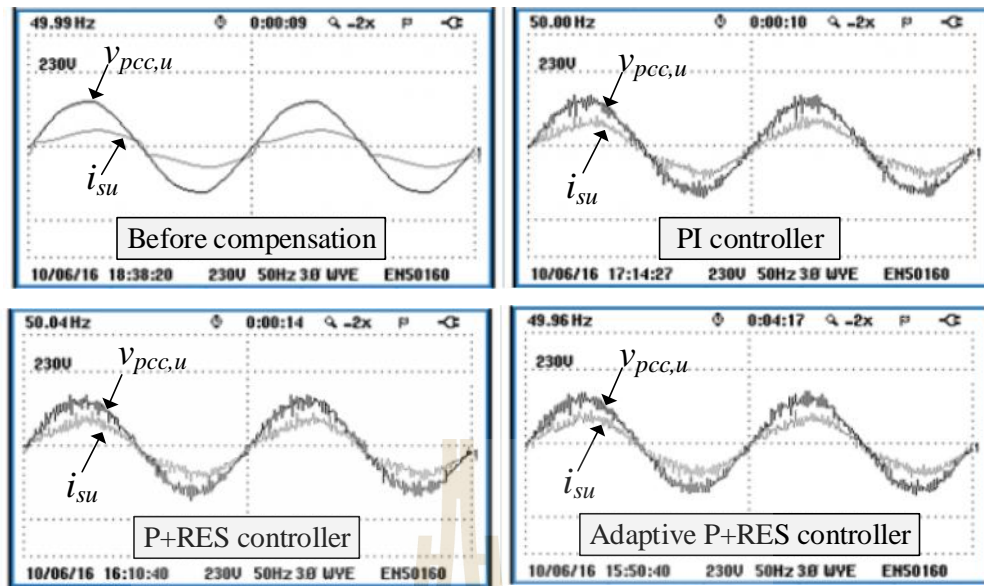
รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ก่อนและภายหลังการชดเชยในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.56 ก่อนการฉีดกระแสชดเชย พบว่า รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะไม่สมดุล ทั้งนี้เนื่องมาจากการต่อแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้ากับโหลดไม่สมดุล โดยที่ค่า  $\%CUF$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 10.1 เปอร์เซ็นต์ อย่างไรก็ตาม ภายหลังการชดเชย ปรากฏว่า รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะสมดุลมากขึ้น การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 4.4, 3.1 และ 2.7 ตามลำดับ



รูปที่ 9.56 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

การเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  กับ  $i_{su}$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.57 ก่อนการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีมุมต่างเฟสเมื่อเปรียบเทียบกับรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  โดยที่ ค่า  $PF$  เท่ากับ 0.95 อย่างไรก็ตาม ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีมุมเฟสใกล้เคียงกับรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  มากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชย การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $PF$  ที่เท่ากัน โดยที่  $PF$  เท่ากับ 0.98



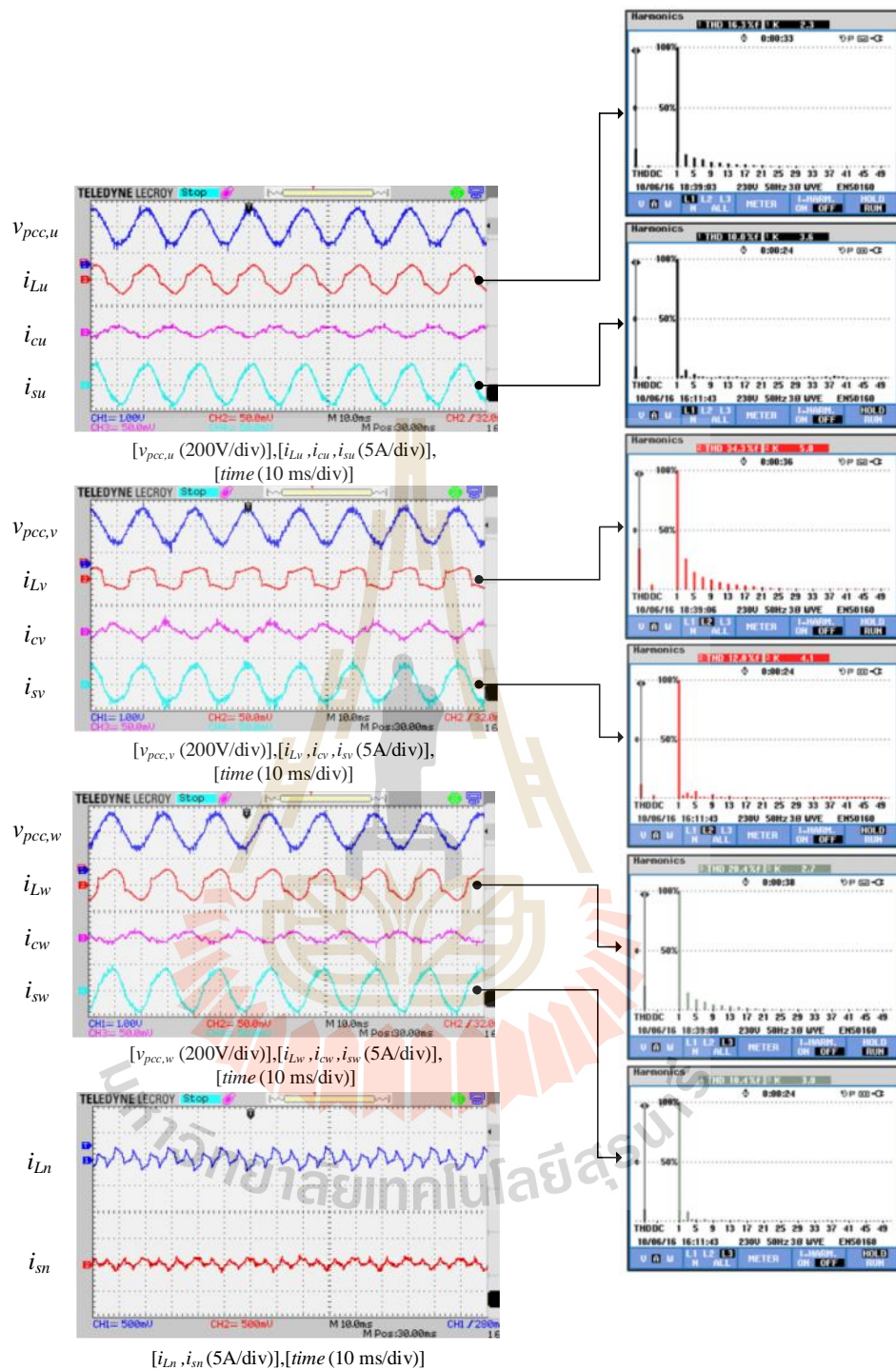


รูปที่ 9.57 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส  $u$  กรณีกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

- ผลการทดสอบกรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา

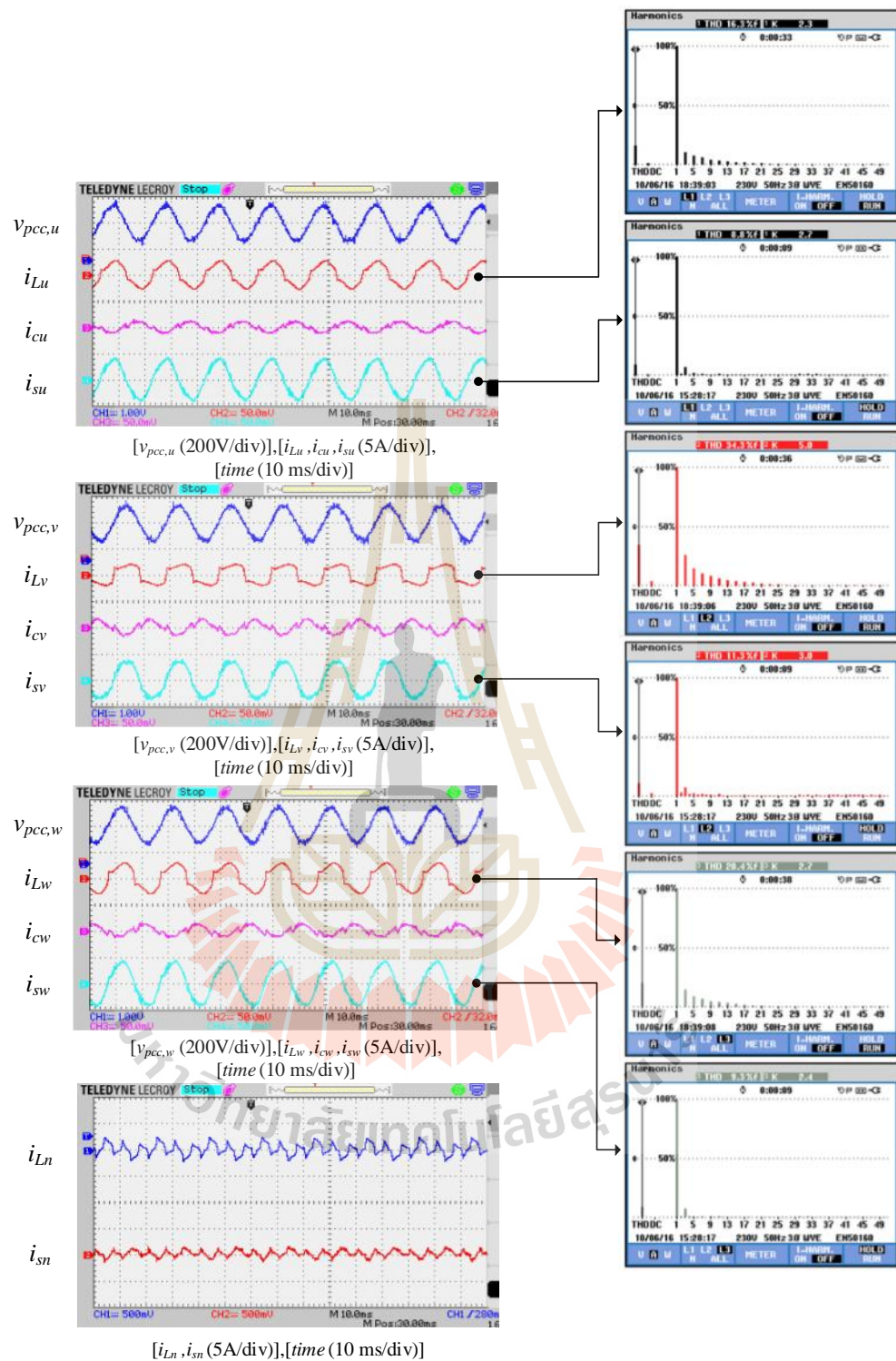
ค่า  $R_{Lu}$ ,  $R_{Lv}$  และ  $R_{Lw}$  ถูกกำหนดให้เท่ากับ 35, 47 และ 33 โอห์ม ตามลำดับ ค่า  $L_{Lu}$ ,  $L_{Lv}$  และ  $L_{Lw}$  ถูกกำหนดให้เท่ากับ 200, 250 และ 155 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อให้ได้ขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา ตัวควบคุมทั้ง 3 แบบ (PI, P+RES, Adaptive P+RES) ใช้ค่าพารามิเตอร์ชุดเดียวกันกับกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา ผลการจำลองฮาร์โมนิกที่มีระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES แสดงได้ ดังรูปที่ 9.58 ถึง 9.60 ตามลำดับ ผลการทดสอบจากรูปดังกล่าว อธิบายได้ว่า การต่อแหล่งจ่ายแรงดัน ( $v_{pcc,u}$ ,  $v_{pcc,v}$ ,  $v_{pcc,w}$ ) เข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ทำให้รูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีรูปสัญญาณผิดเพี้ยนจากรูปไซน์ ระบบทดสอบที่พิจารณาปรากฏรูปสัญญาณ  $i_{Ln}$  ในสายนิวทรัล ทั้งนี้เนื่องจาก รูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีลักษณะไม่สมดุล การปรับลดค่า  $R_{Lu}$ ,  $R_{Lv}$  และ  $R_{Lw}$  ลงจากเดิม ทำให้กระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีค่ายอดสูงสุดมากกว่าค่ายอดสูงสุดของกระแสโหลดที่พิจารณา โดยที่ ค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสของกระแสดังกล่าว เท่ากับ 3 แอมแปร์ (ค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสของกระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา เท่ากับ 2.5 แอมแปร์) ก่อนการชดเชย พบว่า ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟส เท่ากับ 16.3, 34.3 และ 20.4 ตามลำดับ





รูปที่ 9.59 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

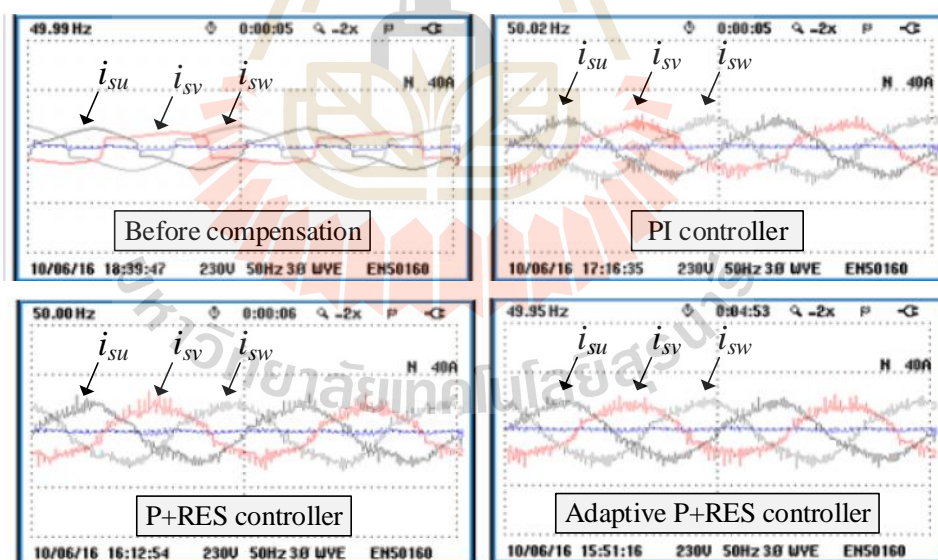




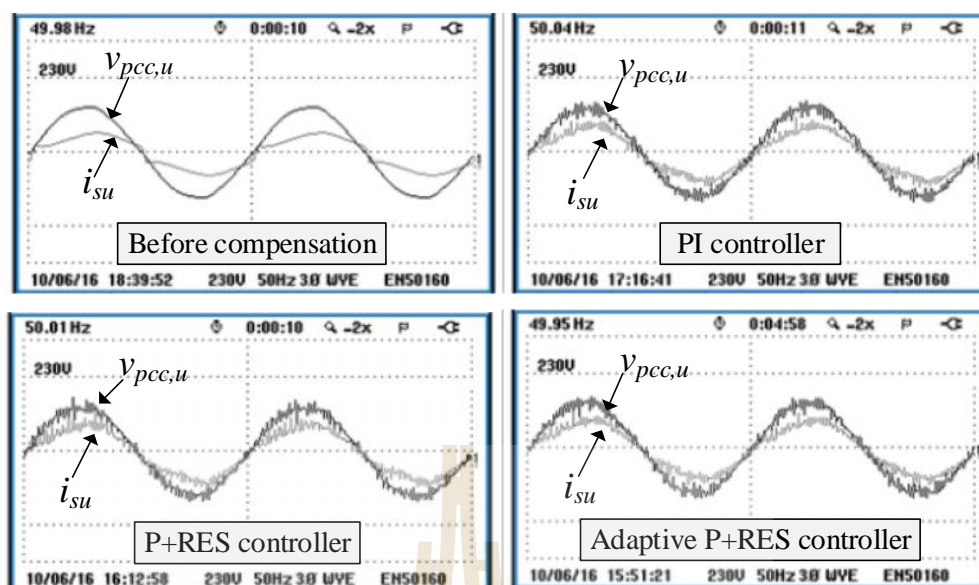
รูปที่ 9.60 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

ภายหลังการชดเชย พบว่า ตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES สามารถควบคุมการบิดกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  ได้ ส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม PI เท่ากับ 10.5, 13.3 และ 10.9 ตามลำดับ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม P+RES เท่ากับ 10.0, 12.0 และ 10.4 ตามลำดับ และค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม Adaptive P+RES เท่ากับ 8.8, 11.3 และ 9.3 ตามลำดับ นอกจากนี้ กระแส  $i_{sn}$  ที่สายนิวทรัลทางด้านแหล่งจ่ายมีรูปสัญญาณใกล้เคียงศูนย์ ทั้งนี้เนื่องจาก กระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะกลับสู่สภาวะสมดุล

ผลการทดสอบความสมดุลของกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.61 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ก่อนการชดเชยมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และไม่สมดุล ค่า  $\%CUF$  ก่อนการชดเชยเท่ากับ 9.1 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งภายหลังการบิดกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  เข้าสู่ระบบ พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะใกล้เคียงสัญญาณไซน์ รวมทั้งรูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะสมดุลมากขึ้น การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $\%CUF$  เท่ากับ 5.0, 3.3 และ 3.2 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ



รูปที่ 9.61 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้น  
จากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)



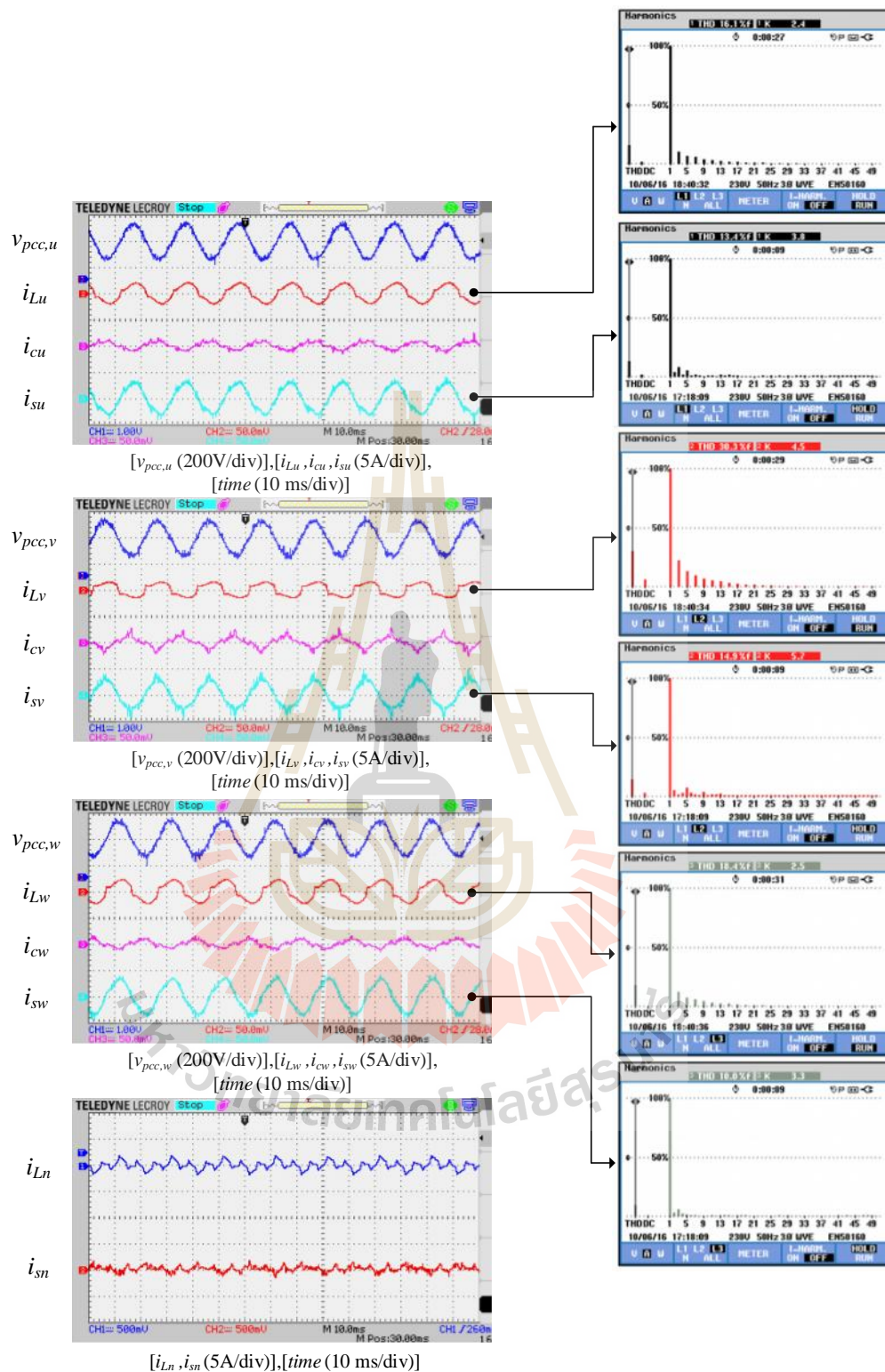
รูปที่ 9.62 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส  $u$  กรณีกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

ผลทดสอบการปรับปรุงค่า  $PF$  กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.62 รูปดังกล่าว คือ การยกตัวอย่างการเปรียบเทียบรูปสัญญาณระหว่าง  $v_{pcc,u}$  กับ  $i_{su}$  (กรณีเฟส  $u$ ) ก่อนการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  กับ  $i_{su}$  มีมุมต่างเฟสเกิดขึ้น ค่า  $PF$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.95 ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  กับ  $i_{su}$  มีมุมเฟสใกล้เคียงกันมากขึ้น การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $PF$  เท่ากัน โดยมีค่าเท่ากับ 0.98

- ผลการทดสอบกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา

ผู้วิจัยกำหนดใช้ค่า  $R_{Lu}, R_{Lv}, R_{Lw}$  และ  $L_{Lu}, L_{Lv}, L_{Lw}$  เท่ากับ 48,63,43 โอห์ม และ 200,250,155 มิลลิเฮนรี ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อให้ขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา ตัวควบคุมกระแสชดเชยทั้ง 3 แบบ (PI, P+RES, Adaptive P+RES) สำหรับการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ยังคงกำหนดใช้ค่าพารามิเตอร์ชุดเดียวกับการทดสอบในกรณีกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกทั้งสามเฟสในกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.63 ถึง 9.65

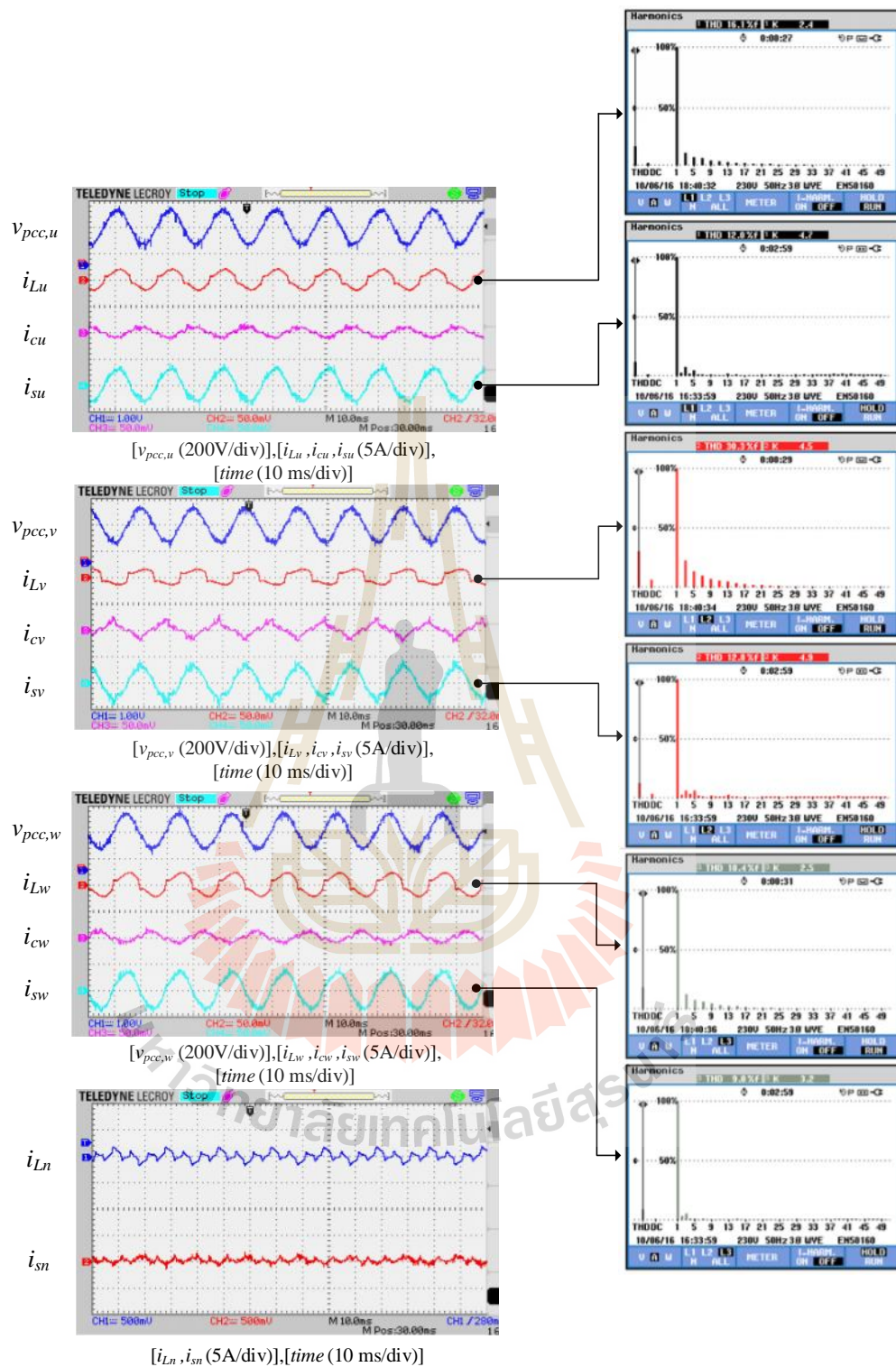




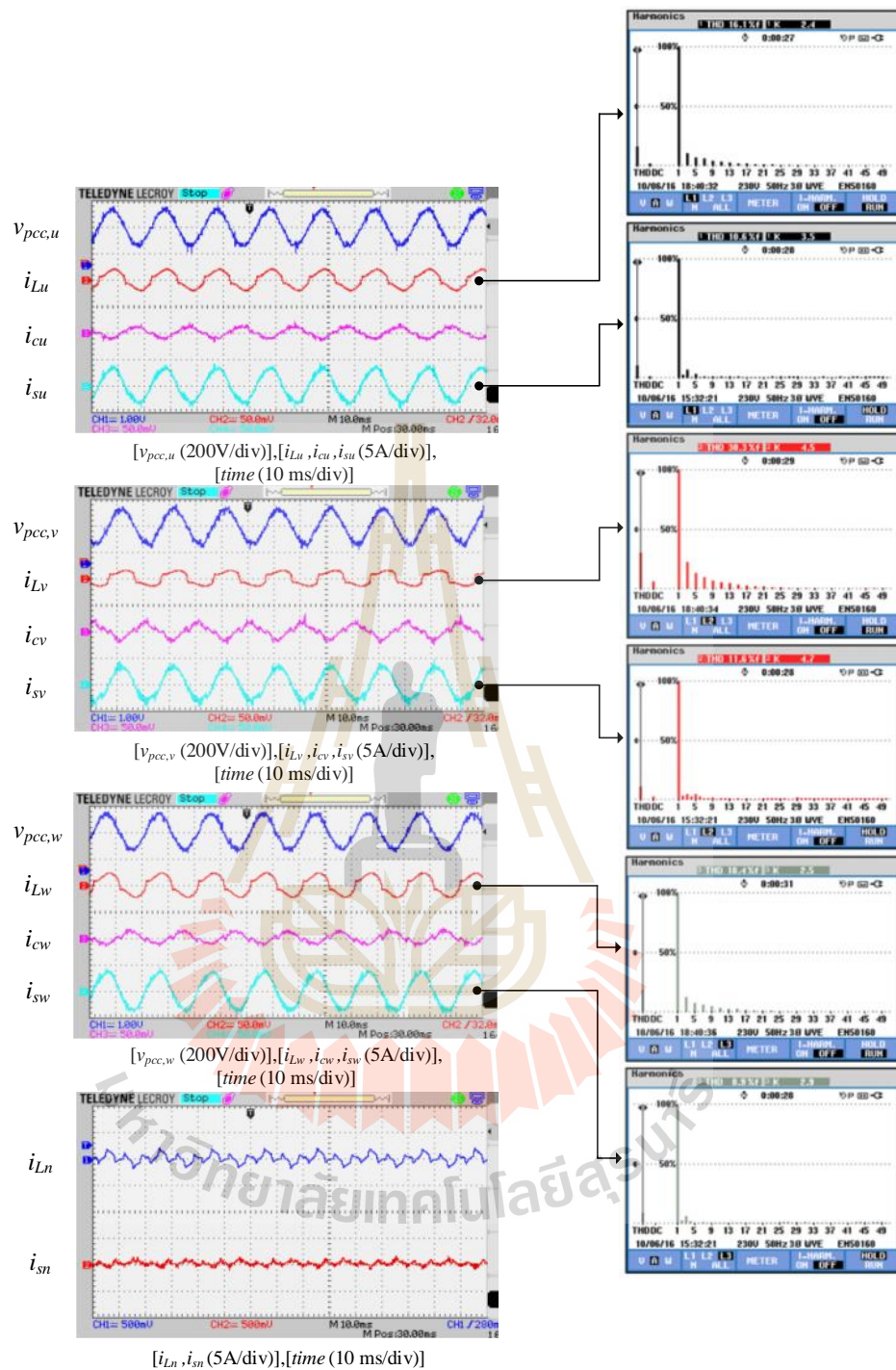
รูปที่ 9.63 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมพีไอ

กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)





รูปที่ 9.64 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับรีโซแนนท์  
กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)



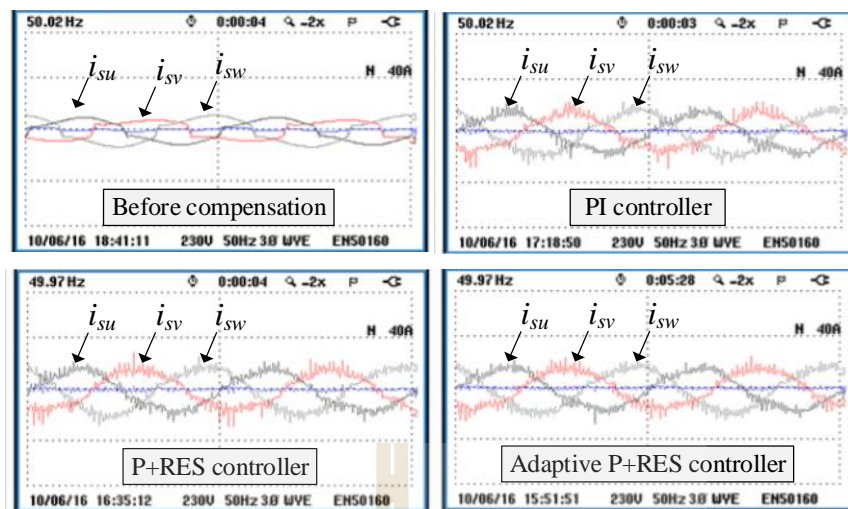
รูปที่ 9.65 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

จากรูปที่ 9.63 ถึง 9.65 พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และไม่สมดุล โดยพิจารณาได้จากการปรากฏของรูปสัญญาณ  $i_{Ln}$  กระแสโหลดทั้งสามเฟส ดังกล่าวมีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟส เท่ากับ 2 แอมแปร์ ค่า  $\%THD_k$  ก่อนการชดเชยทั้งสามเฟส เท่ากับ 16.1, 30.3 และ 18.4 ตามลำดับ ภายหลังการฉีดกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  เข้าสู่ระบบ ปรากฏว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นไซน์มากขึ้น การควบคุมกระแส  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  ด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่แตกต่างกัน โดยที่ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม PI เท่ากับ 13.4, 14.9 และ 10.0 ตามลำดับ ค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม P+RES เท่ากับ 12.0, 12.8 และ 9.0 ตามลำดับ และค่า  $\%THD_k$  ทั้งสามเฟสที่ได้จากตัวควบคุม Adaptive P+RES เท่ากับ 10.6, 11.6 และ 8.9 ตามลำดับ นอกจากนี้ยังพบว่า ภายหลังการชดเชย รูปสัญญาณ  $i_{sn}$  ในสายนิวทรัลมีค่าใกล้เคียงศูนย์ ซึ่งมีความหมายว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  กลับมามีลักษณะสมดุลภายหลังการชดเชย

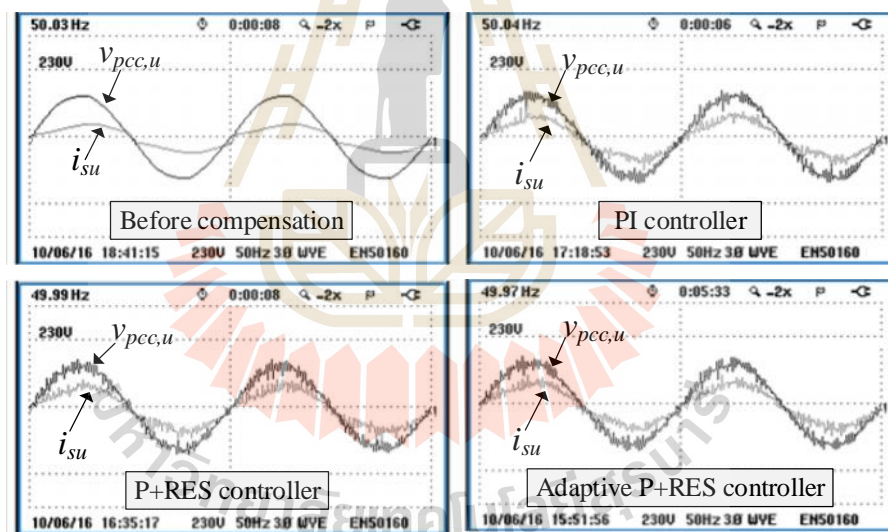
รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ก่อนและภายหลังการชดเชยในกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.66 จากรูปดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ก่อนการชดเชยมีลักษณะผิดเพี้ยนจากรูปไซน์และไม่สมดุล โดยมีค่า  $\%CUF$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 11.1 เปอร์เซ็นต์ ภายหลังการชดเชย พบว่า รูปสัญญาณกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปไซน์และสมดุลมากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชย โดยที่ ค่า  $\%CUF$  ที่ได้จากตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES เท่ากับ 3.6, 2.8 และ 2.6 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ

การเปรียบเทียบรูปสัญญาณระหว่าง  $v_{pcc,u}$  กับ  $i_{su}$  กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณาแสดงได้ ดังรูปที่ 9.67 ซึ่งจากรูปเป็นการยกตัวอย่างกรณีเฟส  $u$  จากรูปที่ 9.67 สังเกตได้ว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และมีมุมต่างเฟสเกิดขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับรูปสัญญาณ  $v_{pcc,u}$  โดยที่ ค่า  $PF$  ก่อนการชดเชย เท่ากับ 0.96 ภายหลังการชดเชย พบว่า กระแส  $i_{su}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ รูปสัญญาณ  $i_{su}$  กับ  $v_{pcc,u}$  มีมุมเฟสที่ใกล้เคียงมากขึ้นเมื่อเทียบกับก่อนการชดเชย การควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ให้ค่า  $PF$  เท่ากัน ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.98





รูปที่ 9.66 รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายทั้งสามเฟสกรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)



รูปที่ 9.67 การเปรียบเทียบรูปสัญญาณแรงดันที่จุด PCC กับกระแสที่แหล่งจ่ายของเฟส  $u$  กรณีกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา (โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล)

- ผลการทดสอบกรณีปรับเปลี่ยนขนาดของกระแสโหลดแบบทันทีทันใด  
การปรับเปลี่ยนขนาดของกระแสโหลดแบบทันทีทันใด มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสของตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive

P+RES ในสภาวะชั่วคราว การปรับขนาดของกระแสโหลดแบบทันทีทันใดพิจารณาเป็น 2 ช่วง ช่วงแรก คือ การปรับขนาดของกระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2 แอมแปร์ ( $R_{Lu} = 48$   $L_{Lu} = 200$  mH,  $R_{Lv} = 63$   $L_{Lv} = 250$  mH,  $R_{Lw} = 43$   $L_{Lw} = 155$  mH) เป็น 2.5 แอมแปร์ ( $R_{Lu} = 42$   $L_{Lu} = 200$  mH,  $R_{Lv} = 52$   $L_{Lv} = 250$  mH,  $R_{Lw} = 38$   $L_{Lw} = 155$  mH) ช่วงที่สอง คือ การปรับขนาดของกระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  ให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2.5 แอมแปร์ ( $R_{Lu} = 42$   $L_{Lu} = 200$  mH,  $R_{Lv} = 52$   $L_{Lv} = 250$  mH,  $R_{Lw} = 38$   $L_{Lw} = 155$  mH) เป็น 3 แอมแปร์ ( $R_{Lu} = 35$   $L_{Lu} = 200$  mH,  $R_{Lv} = 47$   $L_{Lv} = 250$  mH,  $R_{Lw} = 33$   $L_{Lw} = 155$  mH) ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกกรณีปรับเปลี่ยนขนาดของกระแสโหลดแบบทันทีทันใดทั้ง 2 ช่วงแสดงได้ ดังรูปที่ 9.68 ถึง 9.73 ตามลำดับ

สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม PI กรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์แสดงได้ ดังรูปที่ 9.68 จากรูปดังกล่าว สังเกตได้ว่า การปรับค่า  $R_{Lu}$ ,  $R_{Lv}$  และ  $R_{Lw}$  ให้ลดลง ส่งผลให้ขนาดของรูปสัญญาณ  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$ ,  $i_{Lw}$  และ  $i_{Ln}$  มีลักษณะเพิ่มสูงขึ้น ภายหลังการชดเชย ปรากฏว่า วงจรกรองกำลัง แยกที่ฟีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ โดยมีขนาดของรูปสัญญาณ  $i_{cu}$ ,  $i_{cv}$  และ  $i_{cw}$  เพิ่มขึ้นจากเดิม ตามการปรับเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นไซน์มากขึ้น รูปสัญญาณ  $i_{sn}$  ยังคงมีค่าใกล้เคียงศูนย์ ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ปรากฏการแกว่งไกวในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดอย่างทันทีทันใด โดยที่ ค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุด เท่ากับ 5.5, 5.0 และ 5.5 แอมแปร์ ตามลำดับ อย่างไรก็ตามในเวลาต่อมา รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  เข้าสู่สภาวะคงตัว โดยมีค่ายอดสูงสุดทั้งสามเฟสในช่วงสภาวะดังกล่าว เท่ากับ 3.54, 3.25 และ 3.82 แอมแปร์ ตามลำดับ สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม PI กรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ แสดงได้ ดังรูปที่ 9.69 ผลการทดสอบภายหลังการชดเชย พบว่า กระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์ และมีการแกว่งไกวในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดอย่างทันทีทันใด โดยที่ ค่ายอดการแกว่งไกวสูงสุด เท่ากับ 5.5, 5.0 และ 5.5 แอมแปร์ ตามลำดับ และหลังจากนั้นรูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ได้เข้าสู่สภาวะคงตัว ค่ายอดสูงสุดทั้งสามเฟสในช่วงสภาวะคงตัว เท่ากับ 3.68, 3.40 และ 4.10 แอมแปร์ ตามลำดับ

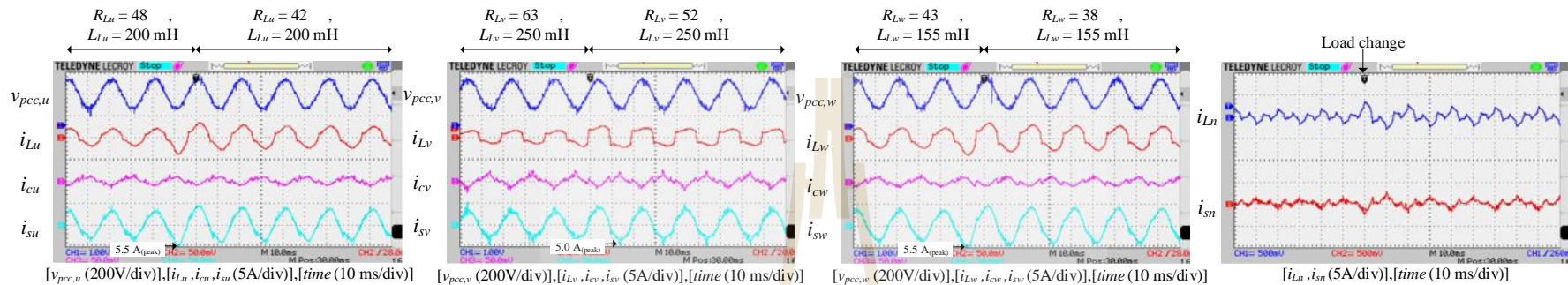
ผลทดสอบสำหรับการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม P+RES กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดแบบทันทีทันใดแสดงได้ ดังรูปที่ 9.70 ถึง 9.71 รูปที่ 9.70 คือ ผลการทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม P+RES กรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์ ภายหลังการ

ปรับเปลี่ยนโหลดในลักษณะดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะแฉ่งไกว โดยที่ ค่ายอดการแฉ่งไกวสูงสุด เท่ากับ 5.5, 5.0 และ 5.0 แอมแปร์ ตามลำดับ เมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัว พบว่า ค่ายอดของกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  เท่ากับ 3.68, 3.68 และ 3.96 แอมแปร์ ตามลำดับ ผลการ ทดสอบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม P+RES กรณีเปลี่ยนแปลง ขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ แสดงได้ ดังรูปที่ 9.71 ซึ่งผลจากการปรับเปลี่ยนขนาดกระแสโหลดในกรณีดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะแฉ่งไกว โดยมีค่ายอดการแฉ่งไกวสูงสุด เท่ากับ 5.5, 5.5 และ 5.5 แอมแปร์ ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม รูปสัญญาณดังกล่าวได้เข้าสู่สภาวะคงตัวในเวลาต่อมา โดยที่ ค่ายอดของ กระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในสภาวะคงตัว เท่ากับ 3.96, 3.82 และ 4.24 แอมแปร์ ตามลำดับ นอกจากนี้ รูปสัญญาณ  $i_{sn}$  ยังคงมีค่าใกล้เคียงศูนย์ ถึงแม้ว่าขนาดของกระแสโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

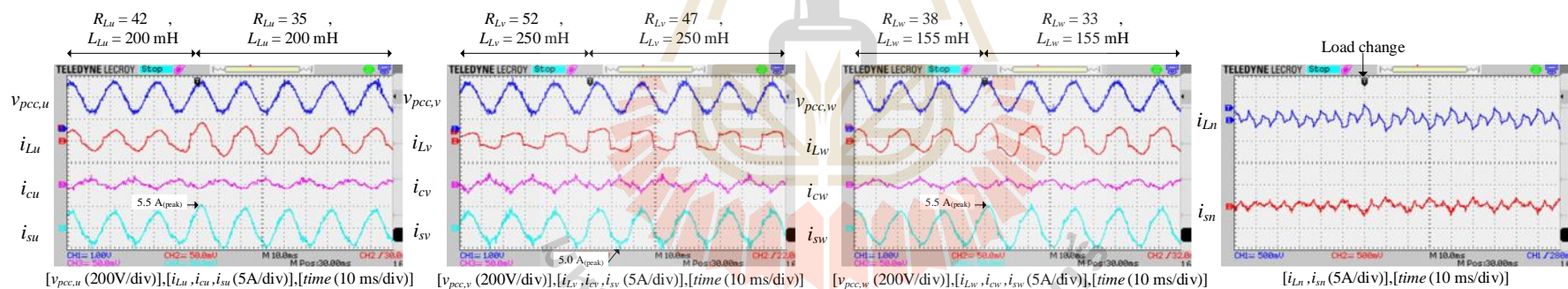
สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยทั้งสามเฟสด้วยตัวควบคุม Adaptive P+RES กรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์ และจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ แสดงได้ดังรูปที่ 9.72 และ 9.73 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าว พบว่า รูปสัญญาณ  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  มีลักษณะแฉ่งไกวมากขึ้นตามการปรับเพิ่มของกระแส  $i_{Lu}$ ,  $i_{Lv}$  และ  $i_{Lw}$  รวมถึงส่งผลให้รูปสัญญาณ  $i_{Lu}$  มีลักษณะเพิ่มสูงขึ้น ค่ายอดการแฉ่งไกวสูงสุดกรณี เปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์ เท่ากับ 5.0, 4.5 และ 5.0 แอมแปร์ ตามลำดับ ค่ายอดการแฉ่งไกวสูงสุดกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของ กระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสามเฟสจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ เท่ากับ 5.5, 4.5 และ 5.3 แอมแปร์ ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม ภายหลังการเข้าสู่สภาวะคงตัว พบว่า ค่ายอดของกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในสภาวะคงตัวกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้งสาม เฟสจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์ เท่ากับ 3.54, 3.54 และ 3.82 แอมแปร์ ตามลำดับ ค่ายอดของกระแส  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  และ  $i_{sw}$  ในสภาวะคงตัวกรณีเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสโหลดให้มีค่ายอดสูงสุดเฉลี่ยทั้ง สามเฟสจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์ เท่ากับ 3.82, 3.82 และ 4.10 แอมแปร์ ตามลำดับ นอกจากนี้ รูป สัญญาณ  $i_{sn}$  ยังคงมีค่าใกล้เคียงศูนย์ ถึงแม้ว่ามีการปรับขนาดของกระแสโหลดทั้ง 2 ช่วง

ผลทดสอบสมรรถนะการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ( $V_{dc,1}$ ,  $V_{dc,2}$ ) ของวงจรกรอง กำลังแยกที่ฟักกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุลแสดงได้ ดังรูปที่ 9.74 ถึง 9.76 ระบบควบคุม แรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแยกที่ฟักยังคงพิจารณาใช้ตัวควบคุม PI และค่าพารามิเตอร์ชุด เดิม ( $K_{pv,sum} = 0.33$ ,  $K_{iv,sum} = 14.52$ ,  $K_{pv,diff} = 0.24$ ,  $K_{iv,diff} = 10.47$ ) เพื่อควบคุมค่า  $V_{dc,1}$  และ  $V_{dc,2}$  ให้คงที่ตามค่าผลรวมแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่กำหนดไว้กับการทดสอบนี้ ( $\sum V_{dc}^* = 240$  V)

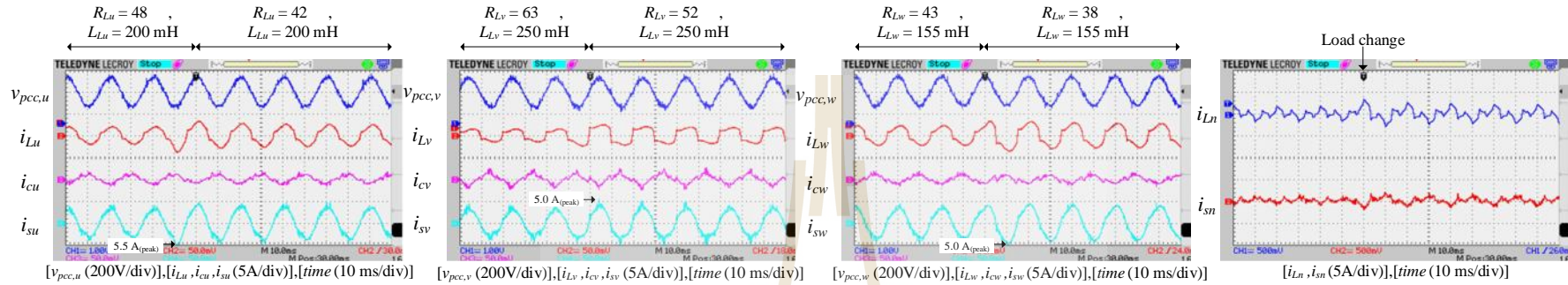




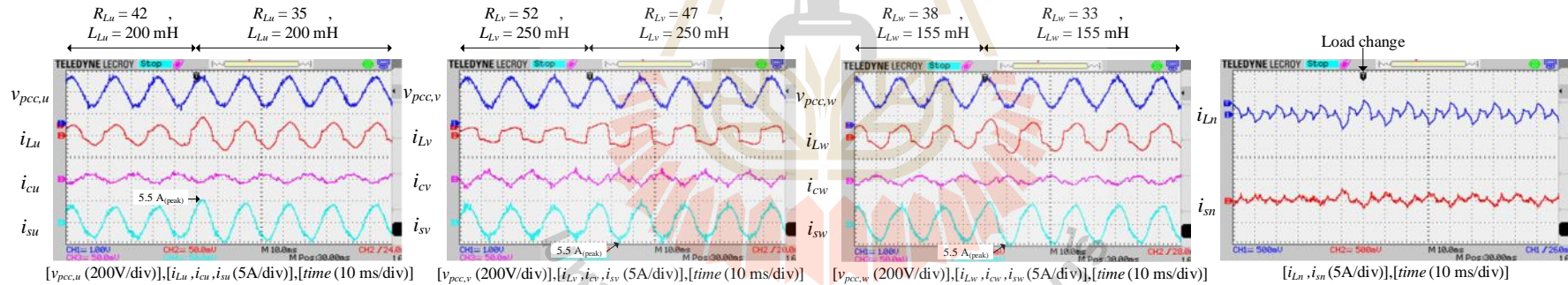
รูปที่ 9.68 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์



รูปที่ 9.69 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์

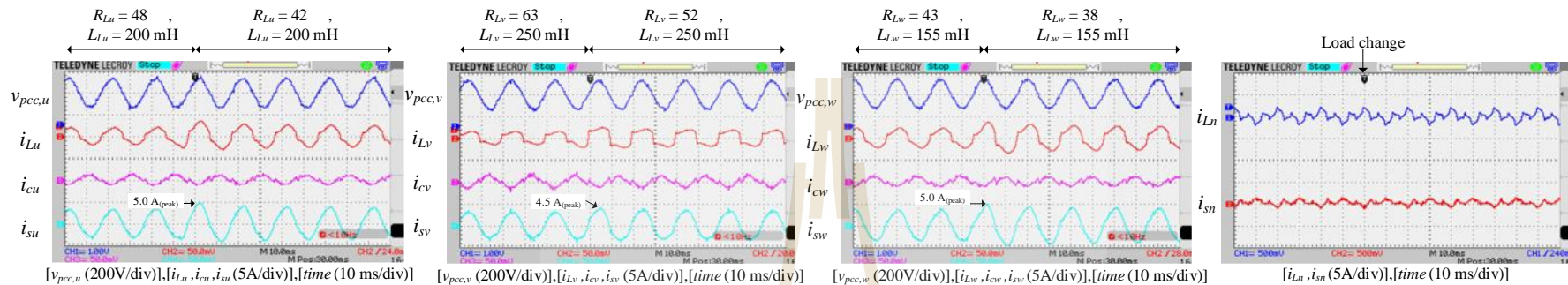


รูปที่ 9.70 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์

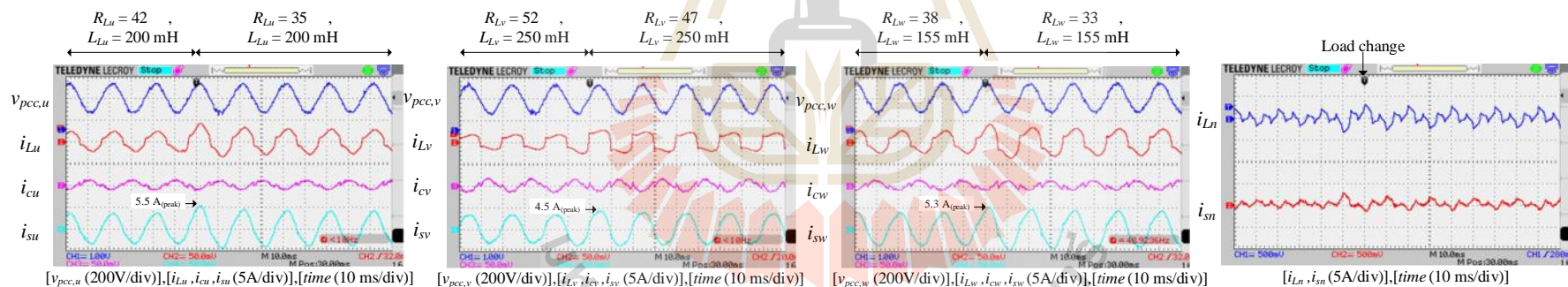


รูปที่ 9.71 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์กรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์

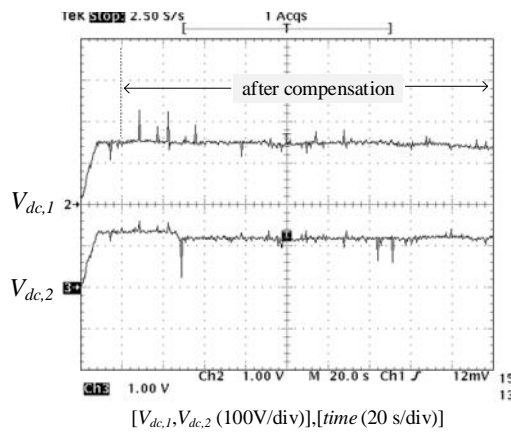




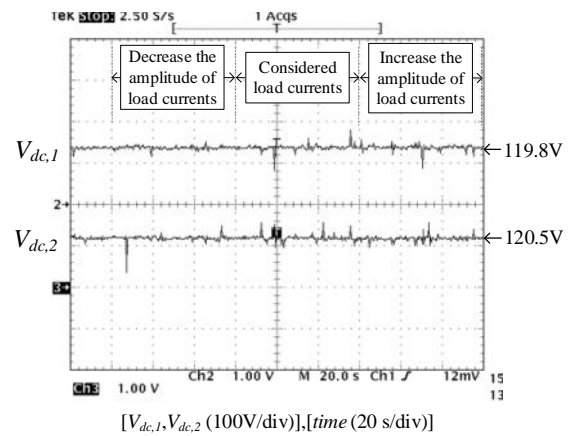
รูปที่ 9.72 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2 เป็น 2.5 แอมแปร์



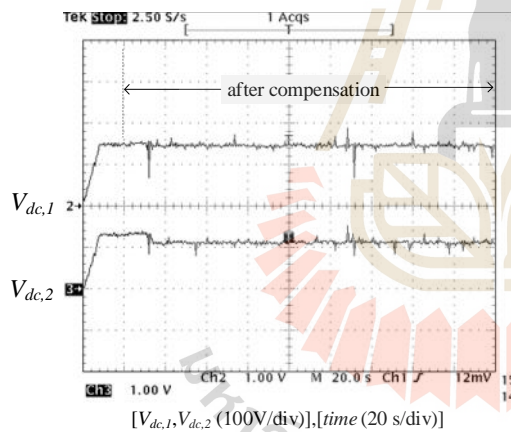
รูปที่ 9.73 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวกรณีเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดเฉลี่ยจาก 2.5 เป็น 3 แอมแปร์



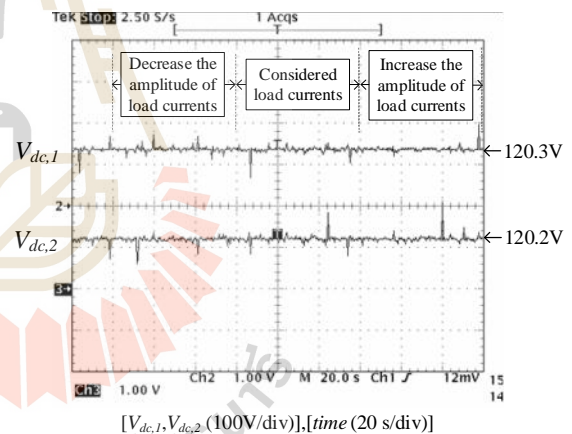
(ก) ช่วงเริ่มต้นพิดกระแสชดเชย

(ข) ช่วงการปรับเปลี่ยนโหลด  $R_L$ 

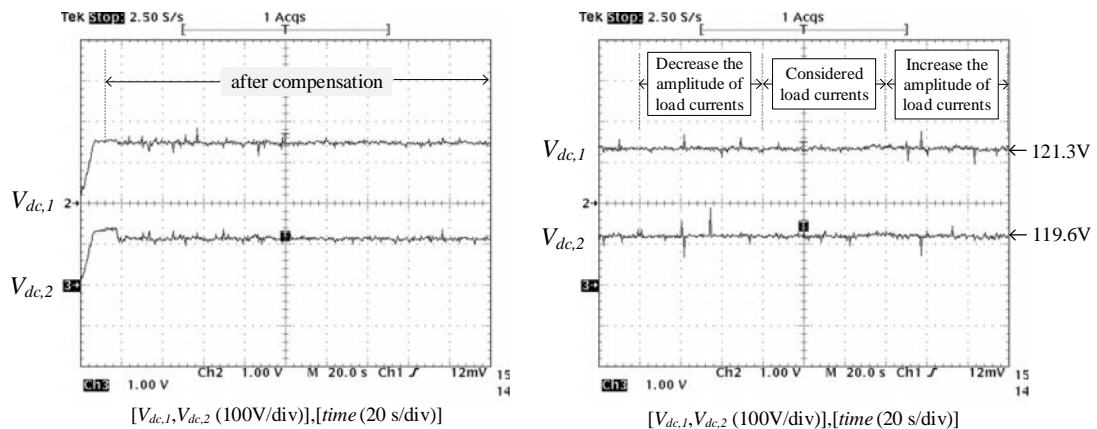
รูปที่ 9.74 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าตรงด้วยตัวควบคุมพีไอกับโหลดไม่ สมดุล (กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ)



(ก) ช่วงเริ่มต้นพิดกระแสชดเชย

(ข) ช่วงการปรับเปลี่ยนโหลด  $R_L$ 

รูปที่ 9.75 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าตรงด้วยตัวควบคุมพีไอกับโหลดไม่สมดุล (กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์)



(ก) ช่วงเริ่มต้นฉีดกระแสชดเชย

(ข) ช่วงการปรับเปลี่ยนโหลด  $R_L$ 

รูปที่ 9.76 ผลทดสอบการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอกับโหลดไม่สมดุล  
(กรณีใช้ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัว)

ค่า  $\sum V_{dc}$  ที่ได้รับการควบคุมด้วยตัวควบคุม PI โดยที่มีระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES แสดงผลการทดสอบได้ ดังรูปที่ 9.74 ถึง 9.76 ตามลำดับ จากผลทดสอบดังกล่าว อธิบายได้ว่า ในขณะที่วงจรกรองกำลังแอคทีฟดำเนินการฉีดกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบ ระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงยังคงสามารถควบคุมผลรวม ( $\sum V_{dc}$ ) และผลต่าง ( $\Delta V_{dc}$ ) ของแรงดันบัสไฟตรงได้ตามค่าที่กำหนด ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

ผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุลสามารถสรุปไว้ ดังตารางที่ 9.5 จากผลทดสอบในทุกกรณีโหลดที่ทำการทดสอบปรากฏว่า ตัวควบคุม Adaptive P+RES มีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่าตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม PI โดยพิจารณาได้จากค่า  $\%THD$  นอกจากนี้ ตัวควบคุมที่ได้รับการพัฒนานี้สามารถรักษาสภาวะสมดุลของกระแสที่แหล่งจ่ายได้ดีกว่าตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม PI ในทุกสภาวะโหลดที่ทำการทดสอบ โดยพิจารณาได้จากค่า  $\%CUF$  นอกจากนี้ ระบบการกำจัดฮาร์มอนิกที่มีระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม PI ตัวควบคุม P+RES และตัวควบคุม Adaptive P+RES ยังสามารถชดเชยค่า  $PF$  ให้ดีขึ้นจากเดิม

ตารางที่ 9.5 ผลทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล

ดัชนีชี้วัด สมรรถนะ		กรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจาก กระแสโหลดที่พิจารณา $(R_{Lu} = 48 \quad , \quad L_{Lu} = 200 \text{ mH}$ $R_{Lv} = 63 \quad , \quad L_{Lv} = 250 \text{ mH}$ $R_{Lw} = 43 \quad , \quad L_{Lw} = 155 \text{ mH})$				กรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา $(R_{Lu} = 42 \quad , \quad L_{Lu} = 200 \text{ mH}$ $R_{Lv} = 52 \quad , \quad L_{Lv} = 250 \text{ mH}$ $R_{Lw} = 38 \quad , \quad L_{Lw} = 155 \text{ mH})$				กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจาก กระแสโหลดที่พิจารณา $(R_{Lu} = 35 \quad , \quad L_{Lu} = 200 \text{ mH}$ $R_{Lv} = 47 \quad , \quad L_{Lv} = 250 \text{ mH}$ $R_{Lw} = 33 \quad , \quad L_{Lw} = 155 \text{ mH})$			
		ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย			ก่อนการ ชดเชย	ภายหลังการชดเชย		
PI	P+RES		Adaptive P+RES	PI	P+RES		Adaptive P+RES	PI	P+RES		Adaptive P+RES		
%THD	เฟส												
	$u$	16.1	13.4	12.0	10.6	16.3	11.6	11.1	9.5	16.3	10.5	10.0	8.8
	$v$	30.3	14.9	12.8	11.6	32.6	13.9	12.5	11.0	34.3	13.3	12.0	11.3
	$w$	18.4	10.0	9.0	8.9	19.6	10.8	10.0	9.5	20.4	10.9	10.4	9.3
	$ave$	22.48	12.93	11.38	10.43	23.89	12.17	11.25	10.02	24.89	11.63	10.83	9.86
%CUF		11.1	3.6	2.8	2.6	10.1	4.4	3.1	2.7	9.1	5.0	3.3	3.2
PF		0.96	0.98	0.98	0.98	0.95	0.98	0.98	0.98	0.95	0.98	0.98	0.98



## 9.4 สรุป

บทนี้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบการกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย ระบบควบคุมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟถูกดำเนินการด้วยวิธีทางดิจิทัลบนบอร์ด eZdsp™ F28335 ชุดฮาร์ดแวร์ระบบการกำจัดฮาร์โมนิกได้รับการทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบสมดุล และไม่สมดุล งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการปรับเปลี่ยนโหลดเพื่อให้ขนาดของกระแสโหลดแตกต่างกันเป็น 3 กรณี สำหรับใช้ในการทดสอบกับโหลดแบบสมดุลและไม่สมดุล การปรับเปลี่ยนโหลดทั้ง 3 กรณี ได้แก่ กรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา การทดสอบข้างต้น มีวัตถุประสงค์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว ผลการทดสอบปรากฏว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวมีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีในทุกสถานะ โหลดที่ทำการทดสอบเมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ และตัวควบคุมพีไอ โดยพิจารณาได้จากดัชนีชี้วัดสมรรถนะค่า  $\%THD$  ผลการทดสอบในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ยังได้พิจารณาความสมดุลของกระแสที่แหล่งจ่าย ภายหลังการชดเชยกับระบบทดสอบข้างต้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่สมดุล ผลการทดสอบ ปรากฏว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวสามารถควบคุมกระแสชดเชย และส่งผลให้กระแสที่แหล่งจ่ายกลับสู่ภาวะสมดุลดีที่สุด โดยพิจารณาได้จากค่า  $\%CUF$  นอกจากนี้ ตัวควบคุมที่พิจารณาในส่วน of ระบบควบคุมกระแสชดเชยสามารถให้ผลทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ( $PF$ ) ที่ดีภายหลังการชดเชย

## บทที่ 10

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 10.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย โดยเริ่มต้นการดำเนินงานจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งสามารถแบ่งการสำรวจงานวิจัยออกเป็น 5 หมวด ได้แก่ โครงสร้างและการออกแบบสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก ระบบควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ และเทคโนโลยีการสร้างชุดควบคุมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ จากการศึกษาดังกล่าว ทำให้ผู้วิจัยได้รับพื้นฐาน แนวทางการดำเนินงาน และแนวทางการพัฒนางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ผลการสำรวจงานวิจัยดังกล่าวนำเสนอไว้ในบทที่ 2

ผู้วิจัยได้ศึกษาและนำเสนอทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้องกับค่ากำลังไฟฟ้า และค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดิวศูนย์ ทั้งนี้เพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับขั้นตอนการคำนวณและการออกแบบในส่วนต่าง ๆ สำหรับวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก บทที่ 3 ได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมในระบบสามเฟสสี่สายทั้งสิ้น 7 วิธี ได้แก่ วิธี SRF วิธี PQ วิธี CSD วิธี PSD วิธี ZSD วิธี ABC และวิธี PHC จากการศึกษาวิธีการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิม พบว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกทั้ง 7 วิธี ใช้วงจรกรองความถี่ (วงจรกรองผ่านต่ำ, วงจรกรองผ่านสูง) ซึ่งวงจรกรองความถี่ดังกล่าวมีคุณลักษณะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ไม่สมบูรณ์ นอกจากนี้ การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกทุกวิธีพึ่งพาค่าแรงดันที่จุด PCC ดังนั้น ถ้าแรงดันดังกล่าวไม่อุดมคติ จะส่งผลให้การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงเกิดความผิดพลาด ขอบกพร่องข้างต้นนำไปสู่การปรับปรุงสมรรถนะการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิก รายละเอียดต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีการดั้งเดิมนำเสนอไว้ในบทที่ 3

การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 4 ขอบกพร่องเกี่ยวกับคุณลักษณะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ไม่สมบูรณ์ของวงจรกรองความถี่ ได้รับการปรับปรุงโดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน ขอบกพร่องเกี่ยวกับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงผิดพลาดในระบบไม่อุดมคติ ได้รับการแก้ไขด้วยตัวตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบวกมูลฐาน

ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ 7 วิธี ได้แก่ วิธี RDQF วิธี RPQF วิธี RCSDF วิธี RPSDF วิธี RZSDF วิธี RABCF และวิธี RPHCF การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกระหว่างวิธีการดั้งเดิมและวิธีการใหม่ได้รับการทดสอบและเปรียบเทียบสมรรถนะกับระบบทดสอบ 4 ระบบ ระบบที่ 1 คือ แหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติกับโหลดสมดุล ระบบที่ 2 คือ แหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติกับโหลดไม่สมดุล ระบบที่ 3 คือ แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติกับโหลดสมดุล และระบบที่ 4 คือ แหล่งจ่ายแรงดันไม่อุดมคติกับโหลดไม่สมดุล โดยที่ การทดสอบกับทั้งสี่ระบบพึ่งพาการจำลองสถานการณ์ด้วยชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังในโปรแกรม MATLAB ผลการทดสอบ พบว่า การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่ให้สมรรถนะการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงที่ดีกว่าวิธีการดั้งเดิมกับทุกระบบทดสอบ ดังนั้น การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF ถูกนำมาใช้กับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ สมรรถนะของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกพิจารณาได้จากดัชนีชี้วัดสมรรถนะค่า  $\%THD$ , ค่า  $\%CUF$  และค่า  $PF$  โดยที่ ค่า  $\%THD$ ,  $\%CUF$  และ  $PF$  สามารถคำนวณได้โดยอ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE Std.519-2014 และ IEEE Std.1459-2010 เนื้อหาและสาระสำคัญสำหรับการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกวิธีการใหม่นำเสนอไว้ในบทที่ 4

บทที่ 5 คือ การนำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟบนแกนสามเฟสและบนแกนดิกิวศูนย์ โดยที่ วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่พิจารณามีโครงสร้างแบบตัวเก็บประจุแยก แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่นำเสนอได้รับการตรวจสอบ และยืนยันความถูกต้อง ผ่านการจำลองสถานการณ์ระหว่างโปรแกรม m-file ซึ่งได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ กับโปรแกรม Simulink ซึ่งได้จากบล็อกสำเร็จรูป ผลการทดสอบ พบว่า ผลตอบสนองของกระแสชดเชยบนแกนดิกิวศูนย์ และแรงดันบัลไฟตรงที่ได้จากโปรแกรมทั้งสองมีลักษณะคล้ายตามกัน ซึ่งหมายความว่า แบบจำลองดังกล่าวมีความถูกต้อง จากนั้น แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟบนแกนดิกิวศูนย์ถูกนำมาใช้เพื่อออกแบบโครงสร้างระบบควบคุมกระแสชดเชยและระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรง บทนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำ ค่าแรงดันบัลไฟตรง และตัวเก็บประจุ ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวได้รับการออกแบบอย่างเหมาะสมกับระบบสามเฟสสี่สาย

บทที่ 6 นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete time) ทั้งนี้เพื่อให้เหมาะสมกับชุดควบคุมแบบดิจิทัลในงานทางด้านปฏิบัติ ระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องได้รับการอธิบายไว้ในบทนี้อย่างละเอียด ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอถูกออกแบบโดยใช้วิธีทางดิจิทัลโดยตรง (direct digital design) บทนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุม

ฟิวส์ ต่อการปรับเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำของวงจรรองกำลังแอกทีฟและค่าอัตราขยายของตัวควบคุมฟิวส์ การวิเคราะห์ในประเด็นดังกล่าวทำให้ได้ขอบเขตที่เหมาะสมของค่าความเหนี่ยวนำและค่าอัตราขยายของตัวควบคุมฟิวส์ นอกจากนี้ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟิวส์ในส่วนระบบควบคุมผลรวมและผลต่างของแรงดันบัลไฟตรงได้รับการออกแบบด้วยวิธีทางดิจิทัลโดยตรงเช่นเดียวกัน การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (hardware in the loop) ถูกนำมาใช้เป็นเครื่องมือทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมฟิวส์ ระบบควบคุมทั้งหมดสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟปฏิบัติการบนบอร์ด eZdsp™ F28335 ซึ่งทดสอบกับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบตามที่อธิบายไว้ในบทที่ 4 ผลการทดสอบ พบว่า ตัวควบคุมฟิวส์สามารถควบคุมกระแสชดเชยให้มีลักษณะคล้ายตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธี RDQF สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่วัดได้จากค่าความคลาดเคลื่อนทางขนาด ( $\%err_{mag}$ ) และมุมเฟส ( $\%err_{phase}$ ) ตัวควบคุมฟิวส์ที่ได้รับการออกแบบด้วยแนวทางข้างต้นให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าก่อนการชดเชย โดยพิจารณาจากค่า  $\%THD$ , ค่า  $\%CUF$  และค่า  $PF$  นอกจากนี้ ตัวควบคุมฟิวส์ในส่วนระบบควบคุมแรงดันบัลไฟตรงสามารถควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงทั้งสองให้สมดุล และคงที่ตามค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิงได้ ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมฟิวส์มีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยไม่ดีในช่วงที่รูปสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงสูง และในกรณีโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งประเด็นดังกล่าวนำไปสู่การพัฒนาตัวควบคุมในส่วนระบบควบคุมกระแสชดเชยให้ดีขึ้น รายละเอียดการออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมฟิวส์ และผลการจำลองสถานการณ์นำเสนอไว้ในบทที่ 6

ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ได้รับการพัฒนามาจากตัวควบคุมฟิวส์ในปี 1998 โดย Sato และคณะ ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์มีกลไกการปรับค่าความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้น จึงสามารถออกแบบจุดการทำงานให้ตรงตามความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญในระบบได้ บทที่ 7 นำเสนอหลักการและการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้รับการออกแบบด้วยเทคนิคทางเดินรากบนระนาบซีส ขอบเขตของค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรรองกำลังแอกทีฟ และค่าอัตราขยายของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์สามารถอธิบายได้จากเกณฑ์ความมีเสถียรภาพของระบบควบคุมกระแสชดเชยในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ถูกจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูปกับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ ผลการทดสอบกับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ พบว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์มีสมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีกว่าตัวควบคุมฟิวส์ โดยเฉพาะที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่มีนัยสำคัญของระบบ ซึ่งพิจารณาได้จากค่า  $\%err_{mag}$  และ  $\%err_{phase}$  สมรรถนะการควบคุมกระแสชดเชยที่ดีของตัวควบคุมสัดส่วน

ร่วมกับเรโซแนนท์ ส่งผลให้วงจรรอกำลังแอกทีฟที่มีระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ที่มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับตัวควบคุมพีโอ ถึงแม้ว่าจะมีการปรับเปลี่ยนขนาดของกระแสโหลด รายละเอียดของการออกแบบและการทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์นำเสนอไว้ในบทที่ 7

บทที่ 8 นำเสนอตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัว ตัวควบคุมดังกล่าวอาศัยกลไกการปรับตัวด้วยตัวควบคุมฟิชชิลอจิก ทั้งนี้เพื่อให้ได้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีในทุกกรณีโหลดที่ทำการทดสอบ บทนี้ได้เริ่มต้นด้วยการนำเสนอหลักการของฟิชชิลอจิก และการประยุกต์ใช้กับระบบควบคุมกระแสสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟ จากนั้นดำเนินการศึกษาการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ที่มีผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก ซึ่งประกอบด้วย ค่าอัตราขยายของตัวควบคุม ( $G$ ) ค่าอัตราส่วน  $K_{pc}$  และ  $K_r$  ( $K$  factor) ค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) และค่าความถี่เรโซแนนท์ ( $S_r$ ) ผลการศึกษา พบว่า การปรับค่า  $G$  ส่งผลต่อสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกอย่างมีนัยสำคัญ ด้วยเหตุนี้ ตัวควบคุมฟิชชิลอจิกจึงถูกนำมาใช้เป็นกลไกเพื่อปรับค่า  $G$  ที่เหมาะสม ตัวควบคุมฟิชชิลอจิกได้รับการออกแบบในส่วนต่าง ๆ ทั้งนี้เพื่อให้ตัวควบคุมดังกล่าวสามารถทำงานร่วมกับตัวควบคุมหลักได้อย่างเหมาะสม ส่วนที่ได้รับการออกแบบสำหรับตัวควบคุมฟิชชิลอจิก ประกอบด้วย รูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของอินพุต ค่าเชิงภาษาและตัวแปรภาษา กฎฟิชชี และตำแหน่งฟังก์ชันสมาชิกอินพุตเอาต์พุต ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวได้รับการยืนยันสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกกับระบบทดสอบทั้งสี่ระบบ โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป ผลการทดสอบปรากฏว่า ตัวควบคุมที่พัฒนาขึ้นสามารถให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ในทุกกรณีโหลดที่ทำการทดสอบ โดยพิจารณาผลการกำจัดฮาร์มอนิกได้จากค่า  $\%THD$ , ค่า  $\%CUF$  และค่า  $PF$  รายละเอียดของการออกแบบตัวควบคุมฟิชชิลอจิกและผลการทดสอบถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 8

บทที่ 9 ได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบ และแสดงผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย ระบบทดสอบที่สร้างขึ้นจริงในห้องปฏิบัติการ ได้แก่ ระบบทดสอบที่ 1 (แหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติกับโหลดสมดุล) และระบบทดสอบที่ 2 (แหล่งจ่ายแรงดันอุดมคติกับโหลดไม่สมดุล) บทนี้ได้อธิบายการใช้งาน และการสร้างชุดทดสอบในแต่ละองค์ประกอบอย่างละเอียด ซึ่งประกอบด้วย ระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณา วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้า วงจรปรั้งแต่งสัญญาณ บอร์ด eZdsp<sup>TM</sup> F28335 และการโปรแกรม วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก วงจรสร้างสัญญาณการสวิตช์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม วงจรขับเกท

และวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผลการทดสอบกับระบบทดสอบที่ 1 และ 2 ปรากฏว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์เชิงปรับตัวมีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ และตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์ให้สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ ทั้งการพิจารณาในกรณีขนาดกระแสโหลดที่พิจารณา กรณีขนาดของกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจากกระแสโหลดที่พิจารณา และกรณีขนาดของกระแสโหลดลดลงจากกระแสโหลดที่พิจารณา โดยที่ ค่า  $\%THD$ , ค่า  $\%CUF$  และค่า  $PF$  ถูกใช้สำหรับการชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิก นอกจากนี้ บทนี้ได้นำเสนอผลทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกในกรณีปรับเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใด ซึ่งรายละเอียดของผลการทดสอบสามารถศึกษาได้เพิ่มเติมในบทที่ 9

## 10.2 ข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรมีการศึกษาเทคโนโลยีการสร้างชุดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สายเพิ่มเติม ทั้งนี้เพื่อนำไปสู่การปรับปรุง และพัฒนาชุดทดสอบดังกล่าวให้มีสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกที่ดียิ่งขึ้น
2. ควรมีการวิเคราะห์ค่า  $\%THD$ , ค่า  $\%CUF$  และค่า  $PF$  ในเชิงเศรษฐศาสตร์ โดยอาจพิจารณาจากปัจจัยต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง เช่น กำลังงานสูญเสียในระบบ อายุการใช้งานของอุปกรณ์ในระบบ เป็นต้น ทั้งนี้เพื่อให้เห็นความสำคัญของการปรับปรุงสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกมากยิ่งขึ้น
3. ควรมีการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบทดสอบการกำจัดฮาร์มอนิกที่พิจารณาระบบควบคุม เนื่องจาก แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นเครื่องมือที่สำคัญ เพื่อใช้ออกแบบระบบควบคุม วิเคราะห์การถ่ายเทของกำลังไฟฟ้าในระบบ รวมถึงการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ เป็นต้น
4. ควรมีการศึกษาและทดสอบสมรรถนะตัวควบคุมในส่วนระบบควบคุมกระแสชดเชยเพิ่มเติม เช่น ตัวควบคุมพีไอดี การชดเชยแบบเฟสล้ำหน้า-ล้ำหลัง เป็นต้น
5. ควรมีการพัฒนาตัวควบคุมฟuzzyลอจิกให้สามารถพิจารณาอินพุตการควบคุม 2 ค่า ได้แก่ ขนาดของค่าความผิดพลาด และอัตราการเปลี่ยนแปลงขนาดของค่าความผิดพลาด ทั้งนี้เพื่อให้ตัวควบคุมฟuzzyลอจิกมีการพิจารณาแนวโน้มขนาดของค่าความผิดพลาด



## รายการอ้างอิง

- กองพล อารีรักษ์ (2549). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ. **วิทยานิพนธ์ปริญญาดุษฎีบัณฑิต**. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ (2557). การออกแบบตัวควบคุมพีชชีแบบปรับตัวสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานในระบบสามเฟสสมดุล. **วิทยานิพนธ์ปริญญาดุษฎีบัณฑิต**. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ปราชรี ประสมศักดิ์ (2554). การประยุกต์พีชชีลอจิกสำหรับการควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน. **วิทยานิพนธ์ปริญญาโท**. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ภักดี สวัสดิ์นะที (2556). การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. **วิทยานิพนธ์ปริญญาโท**. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- อาทิตย์ ศรีแก้ว (2552). 1. **ปัญหาเชิงคำนวณ**. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- Akagi, H., Watanabe, E.H., and Aredes, M. (2007). Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. **John Wiley & Sons**.
- Aredes, M., Hafner, J., and Heumann, K. (1997). Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 12(2): 311-318.
- Areerak, K-L. (2008). Harmonic Detection Algorithm based on DQ Axis with Fourier Analysis for Hybrid Power Filters. **WSEAS Transactions on Power Systems**. 3(11): 665-674.
- A report prepared by Load Characteristics Task Force. (1985). The Effects of Power System Harmonics on Power System Equipment and Loads. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**. PAS-104(9): 2555-2563.
- Bhattacharya, S., Cheng, Po-Tai., and Divan, D.M. (1997). Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 33(3): 732-747.

- Chang, G. W., Chen, S. K., and Chu, M. (2002). An Efficient a–b–c Reference Frame-Based Compensation Strategy for Three-Phase Active Power Filter Control. **Electric Power Systems Research**. 60(3): 161-166.
- Chang, G.W., and Shee, T-C. (2004). A Novel Reference Compensation Current Strategy for Shunt Active Power Filter Control. **IEEE Transactions on Power Delivery**. 19(4): 1751-1758.
- Chen, C. L., Lin, C. E., and Huang, C. L. (1994). An Active Filter for Unbalanced Three-phase System Using Synchronous Detection Method. **Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record, 25th Annual IEEE**. 2: 1451-1455.
- Cirrincione, M., Pucci, M., and Vitale, G. (2008). A Single-Phase DG Generation Unit With Shunt Active Power Filter Capability by Adaptive Neural Filtering. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 55(5): 2093-2110.
- Dorf, R. C. and Bishop, R. H. (2005). Modern control systems. **Pearson Education**.
- El-Habrouk, M., and Darwish, M. K. (2001). Design and Implementation of a Modified Fourier Analysis Harmonic Current Computation Technique for Power Active Filter Using DSPs. **IEE Proc.-Electr. Power Appl**. 148(1): 21-28.
- El-Habrouk, M. Darwish, M.K., and Mehta, P. (2000). Active power filters: A review. **IEE Proc.-Electr. Power Appl**. 147(5): 403-413.
- Elham, B.M., Clarence L.W., and Adly A.G. (1992). A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error. **IEEE Transaction on Power Delivery**. 7(3): 1080-1088.
- eZdsp<sup>TM</sup> F28335 Technical Reference. **Spectrum Digital**.
- Franklin, G.F., Powell, J.D., and Emami-Naeini, A. (2002). Feedback Control of Dynamic Systems. **Prentice-Hall**.
- Fukuda, S., and Yoda, T. (2001). A Novel Current-Tracking Method for Active Filter Based on a Sinusoidal Internal Model [for PWM Invertors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 37(3): 888-895.
- Furuhashi, T., Okuma, S., and Uchikawa, Y. (1990). A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 37(1): 86-90.

- Grebene, A., and Camenzind, H. (1969). Phase Locking as a New Approach for Tuned Integrated Circuits. **IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers.** : 100-101.
- Grino, R. Cardoner, R. Costa-Castello, R. and Fossas, E. (2007). Digital Repetitive Control of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics.** 54(3): 1495-1503.
- Gruzs, T.M. (1990). A Survey of Neutral Currents in Three-Phase Computer Power Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications.** 26(4): 719-725.
- Hirve, S. Chatterjee, K. Fernandes, B. G. Imayavaramban, M. and Dwari, S. (2007). PLL-Less Active Power Filter Based on One-Cycle Control for Compensating Unbalanced Loads in Three-Phase Four-Wire System. **IEEE Transactions on Power Delivery.** 22(4): 2457-2465.
- Ho, J.M., and Liu, C.C. (2001). The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer. **IEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED).** 2 (482).
- IEEE Std.1459-2010**, IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions.
- IEEE Std.519-2014**, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.
- Indrajit, P., and Paul, J.S. (1989). Effect of Harmonic on Power Measurement. **IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference.** : 129-132.
- Ingram, D.M.E., and Round, S.D. (1997). A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter. **Proceedings International Conference on Power Electronics and Drive Systems.** 2: 744-749.
- Kaura, V., and Blasko, V. (1997). Operation of a Phase Locked Loop System under Distorted Utility Conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications.** 33(1): 58-63.
- Khadkikar, V., Chandra, A., and Singh, B. (2010). Digital Signal Processor Implementation and Performance Evaluation of Split Capacitor, Four-Leg and Three H-Bridge-Based Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filters. **IET Power Electronics.** 4(4): 463-470.
- Kreyszig, E. (1999). Advanced Engineering Mathematics. **John Wiley & Sons.**

- Lam, Chi-Seng., Choi, Wai-Hei., Wong, Man-Chung., and Han, Ying-Duo. (2012). Adaptive DC-Link Voltage-Controlled Hybrid Active Power Filters for Reactive Power Compensation. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 27(4): 1758-1772.
- Lenwari, W. (2007). High Performance Current Control for Shunt Active Filters using Resonant Compensators. **Submitted to the University of Nottingham for the degree of Doctor of Philosophy**.
- Lenwari, W., Sumner, M., and Zanchetta, P. (2009). The Use of Genetic Algorithms for the Design of Resonant Compensators for Active Filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 56(8): 2852-2861.
- Leonhard, W. (1976). Introduction to Control Engineering and Linear control Systems, **New Delhi**.
- Limongi, L. Bojoi, R. Griva, G. and Tenconi, A. (2009). **Digital Current Control Schemes**. IEEE Magazine Industrial Electronics. 3(1): 20–31.
- Liserre, M., Teodorescu, R., and Blaabjerg, F. (2006). Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 21(3): 836-841.
- Lock, A.S., Silva, E.R.C. da., Elbuluk, M.E., and Fernandes, D.A. (2016). An APF-OCC Strategy for Common-Mode Current Rejection. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 52(6): 4935-4945.
- Mannen, T., and Fujita, H. (2016). A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 52(5): 4179-4187.
- Mendalek, N., Fnaiech, F., Al-Haddad, K., and Dessaint, L. (2002). A Non-Linear Optimal Predictive Control of a Shunt Active Power Filter. **Proceedings of the 37<sup>th</sup> IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy**. :70-77.
- Mendalek, N. (2008). Sliding Mode Control of Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter. **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE 2008)**. :443-448.

- Miret, J., Vicuna, L.G. de., Castilla, M., Matas, J., and Guerrero, J.M. (2009). Design of an Analog Quasi-Steady-State Nonlinear Current-Mode Controller for Single-Phase Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 56(12): 4872-4881.
- Montero, M. I. M., Cadaval, E. R., and González, F. B. (2007). Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 22(1): 229-236.
- Moreno-Munoz, A. (2007). Power Quality: Mitigation Technologies in a Distributed Environment. **Springer-Verlag**.
- Narongrit, T., Areerak, K-L., and Areerak, K-N. (2016). Adaptive Fuzzy Control for Shunt Active Power Filters. **Electric Power Components and Systems**. 44(6): 646–657.
- Ogata, K. (1987). Discrete-time control systems. **Prentice-Hall**.
- Panda, A.K., and Patel, R. (2015). Adaptive Hysteresis and Fuzzy Logic Controlled-Based Shunt Active Power Filter Resistant to Shoot-Through Phenomenon. **IET Power Electronics**. 8(10): 1963-1977.
- Peng, F. Z., Ott, Jr., G. W., and Adams, D. J. (1998). Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Four-Wire Systems. **IEEE Transactions on power electronics**. 13(6): 1174-1181.
- Phillips, C. L. and Harbor, R. D. (2000). Feedback Control Systems. **Prentice-Hall**.
- Popescu, M., Bitoleanu, A., and Suru, V. (2013). A DSP-Based Implementation of the p-q Theory in Active Power Filtering under Nonideal Voltage Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**. 9(2): 880-889.
- Quinn, C. A., and Mohan, N. (1992). Active Filtering of Harmonic Currents in Three-phase, Four-Wire Systems with Three-phase and Single-phase Non-Linear Loads. **IEEE-APEC'92 Appl. Power Electronics Conference**. : 829-836.
- Qiao, C., Smedley, K.M., and Maddaleno, F. (2004). A Single-Phase Active Power Filter with One-Cycle Control under Unipolar Operation. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**. 51(8): 2004.

- Rafiei, S.M.-R., Toliyat, H.A., Ghazi, R., and Gopalarathnam, T. (2001). An Optimal and Flexible Control Strategy for Active Filtering and Power Factor Correction under Non-Sinusoidal Line Voltages. **IEEE Transactions on Power Delivery**. 16(2): 297-305.
- Rahmani, S., Mendalek, N., and Al-Haddad, K. (2010). Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 57(10): 3364-3375.
- Ribeiro, R.L. de. A., Azevedo, C.C. de. and Sousa, R.M. de. (2012). A Robust Adaptive Control Strategy of Active Power Filters for Power-Factor Correction, Harmonic Compensation, and Balancing of Nonlinear Loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 27(2): 718-730.
- Ribeiro, R.L. de. A., Rocha, T. de O.A., Sousa, R.M. de., Santos, E.C. dos., and Lima, A.M.N. (2015). A Robust DC-Link Voltage Control Strategy to Enhance the Performance of Shunt Active Power Filters without Harmonic Detection Schemes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 62(2): 803-813.
- Rice, D. E. (1986). Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics – Their Effect on Power Systems Components. **IEEE Transactions on Industrial**. 22(1): 161-177.
- Sato, Y., Ishizuka, T., Nezu, K., and Kataoka, T. (1998). A New Control Strategy for Voltage-Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-State Control Error in Input Current. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 34(3): 480-486.
- Shu, Z., Liu, M., Zhao, L., Song, S., Zhou, Q., and He, X. (2016). Predictive Harmonic Control and Its Optimal Digital Implementation for MMC-Based Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 63(8): 5244-5254.
- Singh, B., Al-Haddad, K., and Chandra, A. (1999). A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. **IEEE Transactions on industrial electronics**. 46(5): 960-971.
- Singh, B., and Solanki, J. (2009). An Implementation of an Adaptive Control Algorithm for a Three-Phase Shunt Active Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 56(8): 2811-2820.
- Sreenivasarao, D., Agarwal, P., and Das, B. (2012). Neutral Current Compensation in Three-Phase, Four-Wire Systems: A review. **Electric Power Systems Research**. 86: 170-180.



- Sujitjorn, S., Areerak, K.-L., and Kulworawanichpong, T. (2007). The DQ Axis with Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification, **IEEE Transactions on Power Delivery**. 22(1): 737-739.
- Takeda, M., Ikeda, K. Teramoto, A. and Aritsuka, T. (1988). Harmonic Current and Reactive Power Compensation with an Active Filter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1988 (PESC '88)**. 2: 1174-1179.
- Thomas, T., Haddad, K., Joos, G., and Jaafari, A. (1998). Design and Performance of Active Power Filters. **IEEE Industry Application Magazine**. : 38-46.
- Tsang, K.M., and Chan, W.L. (2006). Design of Single-Phase Active Power Filter using Analogue Cascade Controller. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**. 153(5): 735-741.
- Verdelho, P., and Marques, G. D. (1998). Four-Wire Current-Regulated PWM Voltage Converter. **IEEE Transactions on industrial electronics**. 45(5): 761-770.
- Wagner, V. E. (1993). Effects of Harmonics on Equipment. **IEEE Transactions on Power Delivery**. 8(2): 672-680.
- Wang, Y.F., and Wei, Y. (2013). Three-Phase Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL for Fast Selective Harmonic Detection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 60(4): 1452-1463.
- Zadeh L.A. (1965). Fuzzy sets. **Information and Control**. 8: 338-353.
- Zhang, B. (1999). The Method based on a Generalized  $dq_k$  Coordinate Transform for Current Detection of an Active Power Filter and Power System. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**. : 242-248.
- Zmood, D. N., Holmes, D. G., and Bode, G. H. (2001). Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 37(2): 601-610.
- Zmood, D. N. and Holmes, D. G. (2003). Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 18(3): 814 – 822.

The logo of Sakon Nakhon Rajabhat University is a large, faint watermark in the background. It features a golden-yellow bell-shaped structure with a central figure of a person sitting on a throne. Below the figure is a circular emblem with a crown on top. The entire logo is surrounded by a red, sunburst-like border.

ภาคผนวก ก

การแปลงในโดเมนความถี่สำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

### การแปลงในโดเมนความถี่สำหรับตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ ตามสมการที่ (7.1) ถูกจัดรูปใหม่ให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่ประกอบด้วยเทอมสัดส่วน และเทอมเรโซแนนท์ การจัดรูปสมการดังกล่าวเริ่มต้นจากการพิจารณาค่าผิดพลาดใด ๆ ( $u$ ) และค่าเอาต์พุตใด ๆ ( $u$ ) ดังรูปที่ ก.1 รูปดังกล่าวแสดงการแปลงบนแกนอ้างอิงซิงโครนัส และแกนอ้างอิงคงที่ ดังรูปที่ ก.1 (ก) และ ก.1 (ข) ตามลำดับ โดยที่  $g_{c(dq)}$  และ  $g_{c(rs)}$  คือ ตัวควบคุมที่พิจารณาบนแกนอ้างอิงซิงโครนัส และแกนอ้างอิงคงที่ ตามลำดับ



(ก) การพิจารณาบนแกนอ้างอิงซิงโครนัส

(ข) การพิจารณาบนแกนอ้างอิงคงที่

รูปที่ ก.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $u$  กับ  $u$

จากรูปที่ ก.1 สังเกตได้ว่า ความสัมพันธ์ของปริมาณใด ๆ ( $f$ ) ที่พิจารณาบนแกนอ้างอิงคงที่ กับแกนอ้างอิงซิงโครนัสสามารถอธิบายได้ ดังสมการที่ (ก.1) ดังนั้น ค่า  $u$  ที่พิจารณาบนแกนอ้างอิงคงที่ ( $u_{rs}$ ) สามารถอธิบายได้ด้วยค่า  $u$  ที่พิจารณาบนแกนอ้างอิงซิงโครนัส ( $u_{dq}$ ) ดังสมการที่ (ก.2) จากนั้น ดำเนินการแทนความสัมพันธ์ของค่า  $e_{dq}$  จะได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (ก.3)

$$\begin{bmatrix} f_r \\ f_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\tilde{S}_r t) & -\sin(\tilde{S}_r t) \\ \sin(\tilde{S}_r t) & \cos(\tilde{S}_r t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (\text{ก.1})$$

$$\left. \begin{aligned} u_r &= u_d \cdot \cos(\tilde{S}_r t) - u_q \cdot \sin(\tilde{S}_r t) = g_{c(dq)} * u_d \cdot \cos(\tilde{S}_r t) - g_{c(dq)} * u_q \cdot \sin(\tilde{S}_r t) \\ u_s &= u_d \cdot \sin(\tilde{S}_r t) + u_q \cdot \cos(\tilde{S}_r t) = g_{c(dq)} * u_d \cdot \sin(\tilde{S}_r t) + g_{c(dq)} * u_q \cdot \cos(\tilde{S}_r t) \end{aligned} \right\} (\text{ก.2})$$

$$\left. \begin{aligned} u_r &= g_{c(dq)} * [u_r \cos(\tilde{S}_r t) + u_s \sin(\tilde{S}_r t)] \cdot \cos(\tilde{S}_r t) \\ &\quad - g_{c(dq)} * [-u_r \sin(\tilde{S}_r t) + u_s \cos(\tilde{S}_r t)] \cdot \sin(\tilde{S}_r t) \\ u_s &= g_{c(dq)} * [u_r \cos(\tilde{S}_r t) + u_s \sin(\tilde{S}_r t)] \cdot \sin(\tilde{S}_r t) \\ &\quad + g_{c(dq)} * [-u_r \sin(\tilde{S}_r t) + u_s \cos(\tilde{S}_r t)] \cdot \cos(\tilde{S}_r t) \end{aligned} \right\} \quad (ก.3)$$

สมการที่ (ก.3) ถูกแปลงลาปลาซจะได้ ดังสมการที่ (ก.4) และ (ก.5) จากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า ฟังก์ชันที่ถูกพิจารณาแปลงลาปลาซ ประกอบด้วย เทอมฟังก์ชันไซน์ และเทอมฟังก์ชันโคไซน์ หลักการแปลงลาปลาซกรณีที่พิจารณาในเทอมฟังก์ชันไซน์แสดงได้ ดังสมการที่ (ก.6) และในกรณีที่พิจารณาในเทอมฟังก์ชันโคไซน์แสดงได้ ดังสมการที่ (ก.7)

$$\begin{aligned} U_r(s) &= \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_r \cos(\tilde{S}_r t) \cdot \cos(\tilde{S}_r t)\} + \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_s \sin(\tilde{S}_r t) \cdot \cos(\tilde{S}_r t)\} \\ &\quad + \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_r \sin(\tilde{S}_r t) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)\} - \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_s \cos(\tilde{S}_r t) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)\} \end{aligned} \quad (ก.4)$$

$$\begin{aligned} U_s(s) &= \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_r \cos(\tilde{S}_r t) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)\} + \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_s \sin(\tilde{S}_r t) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)\} \\ &\quad - \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_r \sin(\tilde{S}_r t) \cdot \cos(\tilde{S}_r t)\} + \mathcal{L}\{g_{c(dq)} * u_s \cos(\tilde{S}_r t) \cdot \cos(\tilde{S}_r t)\} \end{aligned} \quad (ก.5)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{L}\{x(t) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)\} &= \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} x(t) \cdot \sin(\tilde{S}_r t) dt = \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} x(t) \cdot \left( \frac{e^{j\tilde{S}_r t} - e^{-j\tilde{S}_r t}}{2j} \right) dt \\ &= \frac{1}{2j} \left[ \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} \cdot e^{j\tilde{S}_r t} \cdot x(t) dt - \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} \cdot e^{-j\tilde{S}_r t} \cdot x(t) dt \right] \\ &= \frac{j}{2} [X(s + j\tilde{S}_r) - X(s - j\tilde{S}_r)] \end{aligned} \right\} \quad (ก.6)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{L}\{x(t) \cdot \cos(\tilde{S}_r t)\} &= \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} x(t) \cdot \cos(\tilde{S}_r t) dt = \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} x(t) \cdot \left( \frac{e^{j\tilde{S}_r t} + e^{-j\tilde{S}_r t}}{2} \right) dt \\ &= \frac{1}{2} \left[ \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} \cdot e^{j\tilde{S}_r t} \cdot x(t) dt + \int_{0^-}^{+\infty} e^{-st} \cdot e^{-j\tilde{S}_r t} \cdot x(t) dt \right] \\ &= \frac{1}{2} [X(s - j\tilde{S}_r) + X(s + j\tilde{S}_r)] \end{aligned} \right\} \quad (ก.7)$$

การแปลงลาปลาซสำหรับค่า  $u_r$  ในสมการที่ (ก.4) พบว่า สมการดังกล่าว ประกอบด้วย เทอมที่พิจารณาแปลงลาปลาซทั้งสิ้นสี่เทอม ซึ่งแสดงการแปลงลาปลาซในแต่ละเทอมได้ ดัง

สมการที่ (ก.8) ถึง (ก.11) ตามลำดับ การแปลงลาปลาซสำหรับค่า  $u_s$  ในสมการที่ (ก.5) ปรากฏว่า  
 เทอมที่พิจารณาแปลงลาปลาซมีทั้งสี่เทอมเช่นกัน การแปลงลาปลาซในแต่ละเทอมได้ผลลัพธ์  
 ดังสมการที่ (ก.12) ถึง (ก.15) ตามลำดับ (Kreyszig, 2005)

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_r \cos(\tilde{S}_r t)) \cdot \cos(\tilde{S}_r t)] &= \left( G_{c(dq)}(s) \cdot \left( \frac{1}{2} [u_r(s - j\tilde{S}_r) + u_r(s + j\tilde{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \cos(\tilde{S}_r t) \\ &= \frac{1}{4} \left( G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_r(s - 2j\tilde{S}_r) + G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_r(s) \right. \\ &\quad \left. + G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_r(s) + G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_r(s + 2j\tilde{S}_r) \right)\end{aligned}\quad (\text{ก.8})$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_s \sin(\tilde{S}_r t)) \cdot \cos(\tilde{S}_r t)] &= \left( G_{c(dq)}(s) \cdot \left( \frac{j}{2} [u_s(s + j\tilde{S}_r) - u_s(s - j\tilde{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \cos(\tilde{S}_r t) \\ &= \frac{j}{4} \left( G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_s(s) - G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_s(s - 2j\tilde{S}_r) \right. \\ &\quad \left. + G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_s(s + 2j\tilde{S}_r) - G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_s(s) \right)\end{aligned}\quad (\text{ก.9})$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_r \sin(\tilde{S}_r t)) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)] &= \left( G_{c(dq)}(s) \cdot \left( \frac{j}{2} [u_r(s + j\tilde{S}_r) - u_r(s - j\tilde{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \sin(\tilde{S}_r t) \\ &= -\frac{1}{4} \left( G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_r(s + 2j\tilde{S}_r) - G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_r(s) \right. \\ &\quad \left. - G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_r(s) + G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_r(s - 2j\tilde{S}_r) \right)\end{aligned}\quad (\text{ก.10})$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_s \cos(\tilde{S}_r t)) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)] &= \left( H_{dq}(s) \cdot \left( \frac{1}{2} [u_s(s - j\tilde{S}_r) + u_s(s + j\tilde{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \sin(\tilde{S}_r t) \\ &= \frac{j}{4} \left( H_{dq}(s + j\tilde{S}_r) u_s(s) + H_{dq}(s + j\tilde{S}_r) u_s(s + 2j\tilde{S}_r) \right. \\ &\quad \left. - H_{dq}(s - j\tilde{S}_r) u_s(s - 2j\tilde{S}_r) - H_{dq}(s - j\tilde{S}_r) u_s(s) \right)\end{aligned}\quad (\text{ก.11})$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_r \cos(\tilde{S}_r t)) \cdot \sin(\tilde{S}_r t)] &= \left( G_{c(dq)}(s) \cdot \left( \frac{1}{2} [u_r(s - j\tilde{S}_r) + u_r(s + j\tilde{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \sin(\tilde{S}_r t) \\ &= \frac{j}{4} \left( G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_r(s) + G_{c(dq)}(s + j\tilde{S}_r) u_r(s + 2j\tilde{S}_r) \right. \\ &\quad \left. - G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_r(s - 2j\tilde{S}_r) - G_{c(dq)}(s - j\tilde{S}_r) u_r(s) \right)\end{aligned}\quad (\text{ก.12})$$

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_s \sin(\check{S}_r t)) \cdot \sin(\check{S}_r t)] &= \left( G_{c(dq)}(s) \cdot \left( \frac{j}{2} [u_s(s + j\check{S}_r) - u_s(s - j\check{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \sin(\check{S}_r t) \\
&= -\frac{1}{4} \left( G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r) u_s(s + 2j\check{S}_r) - G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r) u_s(s) \right. \\
&\quad \left. - G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) u_s(s) + G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) u_s(s - 2j\check{S}_r) \right)
\end{aligned} \tag{ก.13}$$

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_r \sin(\check{S}_r t)) \cdot \cos(\check{S}_r t)] &= \left( G_{c(dq)}(s) \cdot \left( \frac{j}{2} [u_r(s + j\check{S}_r) - u_r(s - j\check{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \cos(\check{S}_r t) \\
&= \frac{j}{4} \left( G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) u_r(s) - G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) u_r(s - 2j\check{S}_r) \right. \\
&\quad \left. + G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r) u_r(s + 2j\check{S}_r) - G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r) u_r(s) \right)
\end{aligned} \tag{ก.14}$$

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}[g_{c(dq)} * (u_s \cos(\check{S}_r t)) \cdot \cos(\check{S}_r t)] &= \left( G_{c(dq)}(s) \cdot \left( \frac{1}{2} [u_s(s - j\check{S}_r) + u_s(s + j\check{S}_r)] \right) \right) * \mathcal{L} \cos(\check{S}_r t) \\
&= \frac{1}{4} \left( G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) u_s(s - 2j\check{S}_r) + G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) u_s(s) \right. \\
&\quad \left. + G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r) u_s(s) + G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r) u_s(s + 2j\check{S}_r) \right)
\end{aligned} \tag{ก.15}$$

ผลลัพธ์ในสมการที่ (ก.8) ถึง (ก.11) ถูกแทนลงในสมการที่ (ก.4) ดังนั้น ฟังก์ชัน  $U_r(s)$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก.16) และผลลัพธ์ของสมการที่ (ก.12) ถึง (ก.15) ถูกแทนในสมการที่ (ก.5) ผลเฉลยของฟังก์ชัน  $U_s(s)$  แสดงได้ ดังสมการที่ (ก.17) เพราะฉะนั้น ฟังก์ชัน  $U_{rs}(s)$  สามารถอธิบายได้ ดังสมการที่ (ก.18)

$$U_r(s) = \frac{1}{2} \left( (G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) + G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r)) u_r(s) \right. \\
\left. + j(G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) - G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r)) u_s(s) \right) \tag{ก.16}$$

$$U_s(s) = \frac{1}{2} \left( j(G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r) - G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r)) u_r(s) \right. \\
\left. + (G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) + G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r)) u_s(s) \right) \tag{ก.17}$$

$$U_{rs}(s) = \frac{1}{2} \overbrace{[G_{c(dq)}(s - j\check{S}_r) + G_{c(dq)}(s + j\check{S}_r)]}^{G_{c(rs)}} \cdot u_{rs}(s) \tag{ก.18}$$



สมการที่ (7.1) ถูกจัดรูปใหม่โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (ก.18) จนกระทั่งได้ผลลัพธ์ของค่า  $U_r(s)$  และ  $U_s(s)$  ดังสมการที่ (ก.19) และ (ก.20) ตามลำดับ

$$U_r(s) = \frac{1}{2} \left( \left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s - j\check{S}_r} + K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s + j\check{S}_r} \right) u_r(s) + j \left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s - j\check{S}_r} - K_{pc} - \frac{K_{ic}}{s + j\check{S}_r} \right) u_s(s) \right) \quad (ก.19)$$

$$= \left( K_{pc} + \frac{K_{ic}s}{s^2 + \check{S}_r^2} \right) u_r(s) - \left( \frac{K_{ic}\check{S}_r}{s^2 + \check{S}_r^2} \right) u_s(s)$$

$$U_s(s) = \frac{1}{2} \left( j \left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s + j\check{S}_r} - K_{pc} - \frac{K_{ic}}{s - j\check{S}_r} \right) u_r(s) + \left( K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s - j\check{S}_r} + K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s + j\check{S}_r} \right) u_s(s) \right) \quad (ก.20)$$

$$= \left( \frac{K_{ic}\check{S}_r}{s^2 + \check{S}_r^2} \right) u_r(s) + \left( K_{pc} + \frac{K_{ic}s}{s^2 + \check{S}_r^2} \right) u_s(s)$$

จากสมการที่ (ก.19) และ (ก.20) ทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสมมูลของตัวควบคุมพีไอบนแกนอ้างอิงที่ หรือเรียกว่า ตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ซึ่งแสดงได้ ดังสมการที่ (ก.21)

$$G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}s}{s^2 + \check{S}_r^2} \quad (ก.21)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์ ในสมการที่ (ก.21) ให้ผลตอบแทนทางขนาดที่ความถี่ 0 เอ็ดเวิร์ธ เท่ากับ  $K_{pc}$  และให้ผลตอบแทนทางขนาดที่ความถี่เรโซแนนท์ เท่ากับ  $K_{ic}$  ซึ่งในทางปฏิบัติการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของ  $K_{ic}$  จะมีค่าที่สูง ดังนั้น ทำให้ผลตอบแทนทางขนาดที่ความถี่เรโซแนนท์มีค่าสูงมากเกินไป ด้วยเหตุนี้ ฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ (ก.21) ได้ถูกปรับให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนโคไซน์ (Zmood et al., 2003) ดังสมการที่ (ก.22)

$$G_c(s) = K_{pc} + \frac{K_r \check{S}_r s}{s^2 + \check{S}_r^2} \quad (ก.22)$$

The logo of Sakon Nakhon Rajabhat University is a large, faint watermark in the background. It features a central figure of a person sitting on a throne, surrounded by a circular emblem with a crown on top. The entire logo is rendered in a light beige color.

ภาคผนวก ข

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา และผลงานการจดลิขสิทธิ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

### รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ

Phonsit Santiprapan, Kongpol Areerak, and Kongpan Areerak, (2014). **The enhanced – DQF algorithm and optimal controller design for shunt active power filter**. International Review of Electrical Engineering. Volume 10, issue 5, pp. 578-590.

Phonsit Santiprapan, Kongpol Areerak, and Kongpan Areerak, (2014). **Dynamic Model and Controller Design for Active Power Filter in Three-Phase Four-Wire System**. International Journal of Control and Automation. Volume 7, issue 9, pp. 27-44.

Phonsit Santiprapan, Kongpol Areerak, and Kongpan Areerak, (2017). **The Implementation of Active Power Filter using Proportional plus Resonant Controller**. Engineering Journal. (Accepted).

Phonsit Santiprapan, Kongpol Areerak, and Kongpan Areerak, (2017). **A Novel Harmonic Identification Algorithm for Active Power Filter in Non-Ideal Voltage Source Systems**. Journal of Power Electronics. (Accepted).

### รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการนานาชาติ

P. Santiprapan, K-L. Areerak and K-N. Areerak, (2014). **Dynamic Model of Active Power Filter in Three-Phase Four-Wire System**. 2014 International Conference on Electrical Engineering / Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), May 2014, pp. 1-5.

P. Santiprapan, K-L. Areerak and K-N. Areerak, (2017). **Proportional plus Resonant Control for Active Power Filter in Unbalanced System**. The 2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON), Pattaya, Thailand: March 8-10, 2017, pp.57-60.

### รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับชาติ

พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, กองพล อารีรักษ์ และกองพัน อารีรักษ์, (2557). การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบทำซ้ำสำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 37 (EECON37) ประจำปี 2557, มหาวิทยาลัยขอนแก่น, 19-21 พฤศจิกายน 2557, หน้า 477-480

พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, กองพล อารีรักษ์ และกองพัน อารีรักษ์, (2558). การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสี่สาย. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 38 (EECON38) ประจำปี 2558, มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย, 18-20 พฤศจิกายน 2558, หน้า 401-404.

พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, กองพล อารีรักษ์ และกองพัน อารีรักษ์, (2559). การสร้างวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนซ์. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 39 (EECON39) ประจำปี 2559, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2-4 พฤศจิกายน 2559. หน้า 243-246.

### รายการจดลิขสิทธิ์

กองพล อารีรักษ์ และพลสิทธิ์ ศานติประพันธ์, (2556). การโปรแกรมบล็อกการตรวจจับแรงดันลำดับเฟสบนมาตรฐานด้วยโปรแกรม simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB. 7 ตุลาคม 2556, เลขที่คำขอ 298064.

## ประวัติผู้เขียน

นายพลสิทธิ์ สานติประพันธ์ เกิดเมื่อวันที่ 13 มกราคม พ.ศ. 2531 ที่อำเภอเมืองระนอง จังหวัดระนอง จบการศึกษาระดับชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนพิชัยรัตนาคาร จังหวัดระนอง และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปี พ.ศ. 2552 โดยหลังจากสำเร็จการศึกษาได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับภาคีวิศวกร สาขา วิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง จากนั้นในปี พ.ศ. 2554 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

ปี พ.ศ. 2555 เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอก สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยได้รับทุนการศึกษาสำหรับผู้ที่มีความสามารถเข้าศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา และทุนสนับสนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ขณะศึกษา ผู้วิจัยได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จำนวน 4 รายวิชา ได้แก่ Fundamental of Electrical Machinery Laboratory, Control Systems Laboratory, Control Systems Laboratory และ Electrical Engineering Laboratory I

ผู้วิจัยมีความสนใจในงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้ากำลัง ระบบควบคุม แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในระบบไฟฟ้า และการประยุกต์ทางด้านปัญญาประดิษฐ์ นอกจากนี้ ผู้วิจัยมีผลงานทางด้านวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ ซึ่งประกอบด้วย วารสารวิชาการนานาชาติจำนวน 3 บทความ การประชุมวิชาการนานาชาติจำนวน 4 บทความ การประชุมวิชาการระดับชาติจำนวน 5 บทความ และผลงานจดลิขสิทธิ์จำนวน 2 รายการ